

平成 27 年度 修 士 論 文

スイッチング電源回路の  
安定性と効率に関する研究

指導教員 高井 伸和 准教授

群馬大学 大学院 理工学府  
電子情報・数理教育プログラム

白石 尚也

# 目次

第1章	序論	3
1.1	研究背景と目的	3
1.2	本論文の構成	4
第2章	スイッチング電源	5
2.1	概要	5
2.2	降圧形コンバータ	6
2.2.1	基本動作	6
2.2.2	一巡伝達特性と安定性	8
2.2.3	効率	12
第3章	降圧 - 降圧形 <b>SIDO</b> コンバータ	14
3.1	SIDO コンバータの構成	14
3.2	基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの動作原理	16
3.2.1	全体構成の概略と動作波形の一例	16
3.2.2	鋸歯状波生成回路の構成と動作	17
3.2.3	PWM の生成	18
3.2.4	基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの基本動作	20
3.2.5	基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの問題点	20
3.3	従来方式降圧 降圧形 SIDO コンバータ	21
3.3.1	従来方式の概念	21
3.3.2	従来方式降圧 降圧形 SIDO コンバータの制御回路	22
3.3.3	SEL 信号生成回路	22
3.3.4	パルス幅可変型鋸歯状波生成回路	24
3.4	DC-DC コンバータの一巡伝達特性と従来方式の安定性における問題点の考察	26
3.5	提案方式	28
3.5.1	提案方式の基本構成	28
3.5.2	提案方式における SEL 信号生成回路	30

3.5.3	SEL 信号生成回路の三角波の設計 . . . . .	31
3.6	シミュレーション . . . . .	33
3.7	まとめと今後の課題 . . . . .	38
<b>第 4 章</b>	<b>電流共振形コンバータの効率に関する検討</b>	<b>39</b>
4.1	電流共振形コンバータ . . . . .	39
4.1.1	回路構成と特徴 . . . . .	39
4.1.2	動作原理 . . . . .	40
4.1.3	出力特性 . . . . .	43
4.2	トランスのリーケージインダクタンスと各損失の関係 . . .	43
4.2.1	トランスのコア損失 (鉄損) . . . . .	43
4.2.2	出力のダイオード損失 . . . . .	44
4.3	効率測定実験 . . . . .	45
4.3.1	トランスサンプルの作成 . . . . .	45
4.3.2	測定条件の決定 . . . . .	46
4.3.3	実験パラメータ . . . . .	46
4.3.4	効率の測定結果 . . . . .	46
4.4	$B_{max}$ を一定にした場合の効率の導出 . . . . .	49
4.4.1	コア損失の換算 . . . . .	49
4.4.2	銅損の換算 . . . . .	51
4.5	最終結果とまとめ . . . . .	54

# 第1章 序論

## 1.1 研究背景と目的

電源には電池や家庭内のコンセント、太陽光発電等様々な種類がある。さらに、直流や交流、不安定な電源など形態も様々である。このような電源をそのままテレビやパソコン等の電子機器に使用することはできず、電子機器に必要な電圧値に変換し安定した電圧を供給しなければならない。その役割を果たすのが電子機器内部にある電源回路である。電源回路には大別してシリーズレギュレータとスイッチング電源がある。近年のMOSの微細化や集積回路の発展等の影響、さらに社会からの省エネや環境問題の影響を受け、電源回路にも高効率・小型化の要求がされている。スイッチング電源は、上記目的のために開発された技術であり、半導体スイッチのON/OFFにより最小の損失で電力の流れを制御することを基本としている。使用される素子も高周波により小型化できるので、現在ではスイッチング電源が注目されている。

スイッチング電源に対する社会の要求として、上記した高効率化や小型化などが挙げられるが、最も重要な要素は効率である。そこでスイッチング電源の効率に関する研究に、テレビなどの家電製品やACアダプタなど、幅広い用途に用いられる電流共振形コンバータを対象とした。電流共振形コンバータはスイッチング電源の中でも、トランスを用いる絶縁型コンバータに属する。電流共振形コンバータの効率は、トランスのリーケージインダクタンスによって変化する。リーケージインダクタンスが増加すると、トランスのコア損失は増加するが、出力ダイオードの損失は減少する関係にあった。文献[4]では、リーケージインダクタンスと自己インダクタンスの比率は0.1程度が良いと記述されているが、詳細な比率は検討されていない。本研究では、電流共振形コンバータの効率におけるリーケージインダクタンスの最適値を実験によって明らかにすることを目的とする。

また、スイッチング電源は負帰還制御によって、出力を一定に保持す

る。負帰還制御系において、安定性の保証は必須事項である。そこで、スイッチング電源の安定性に関する研究に、小型化の面で注目されている、SIDO ( Single Inductor Dual Output ) 電源を対象とした。基本的な SIDO 電源では出力を排他的に選択し制御することで、出力を一定に保持するが、制御時間比率が一定のため、2つの負荷電流に大きく差がある場合に動作できない問題があった。この問題を解決するために、文献 [2] では制御時間比率を可変にする方式を提案したが、出力条件によって系が不安定になることがあった。本研究では、上記原因を一巡伝達特性を基に解析し、解決する新しい方式を提案する。

## 1.2 本論文の構成

まず第 2 章ではスイッチング電源の基本的な回路を例にとり、基本動作と安定性、効率について述べる。第 3 章では降圧 - 降圧形 SIDO 電源回路の研究について、基本的な SIDO、従来方式 SIDO、提案方式 SIDO の順に述べる。第 4 章では、電流共振形コンバータの効率に関する研究について基本動作、各損失、実験結果の順に述べる。

## 第2章 スイッチング電源

### 2.1 概要

スイッチング電源 (switched-mode power supply) は半導体トランジスタをスイッチ素子とし、半導体スイッチの ON / OFF の時比率を制御することによって、電力の流れを調整する電源方式である。この方式では、半導体トランジスタが飽和領域と遮断領域で動作しているため、能動領域で動作するシリーズドロップ (series dropper) 電源に比べ、半導体素子における損失が少なく電力変換率が高い。また、絶縁用のトランスおよび平滑用のインダクタ、コンデンサなどの部品は周波数を上昇させることによって小型化できるため、スイッチング電源は軽量・小型、高効率電源として、従来のシリーズドロップ電源の代わりに、あらゆる電子機器に使用されている。スイッチング電源はスイッチングレギュレータを電力調整部分とし、駆動回路、過電流・過電圧保護回路、ノイズフィルタなどの機能を付加したものである。図 2.1 にスイッチングレギュレータの基本構成を示す。直流入力電圧  $v_i$  がスイッチング方式の DC-DC コンバータに入力され、任意の直流出力電圧  $v_o$  に変換される。その出力電圧が帰還回路 (feedback circuit) によって検出され、基準電圧  $V_{ref}$  と比較されて、誤差電圧を検知する。その誤差電圧によってパルス幅変調回路 (Pulse width modulation controller) は、駆動回路を通して半導体スイッチの ON / OFF の時間比を変調させ、誤差電圧を抑えるように出力電圧を調整する。DC-DC コンバータは電力を取り扱う回路で、スイッチング電源の中で最も重要な部分である。現在、様々な回路方式があるが大別すると、矩形波で動作する PWM コンバータと正弦波で動作する共振形コンバータに分けられる。

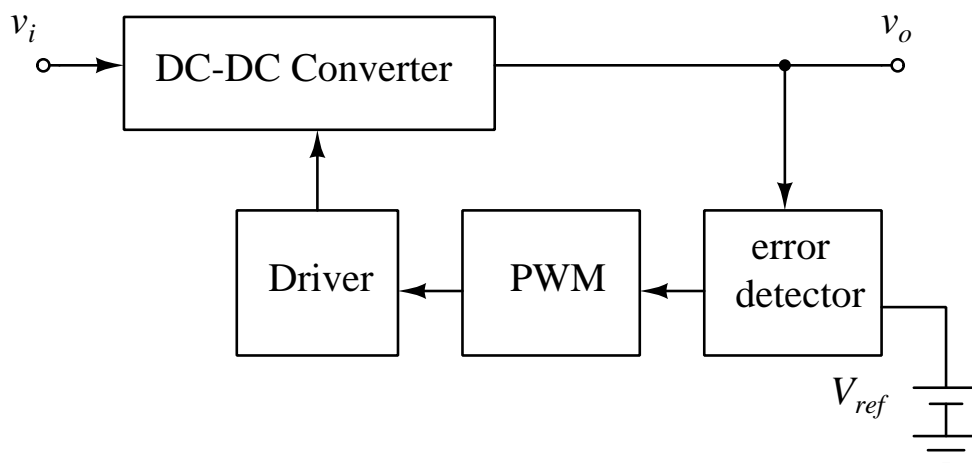


図 2.1: スイッチングレギュレータの基本構成

## 2.2 降圧形コンバータ

DC-DC コンバータのうちで最も基本的な回路は、トランスを除く基本要素を一個ずつ用いて構成された降圧形、昇圧形及び昇降圧形 DC-DC コンバータである。本節では、降圧形コンバータを例に動作原理を説明する。まずインダクタ電流が連続する場合の動作原理を明らかにし、電圧変換率を求める。また、一巡伝達特性と安定性についてシミュレーションを交えながら述べる。最後に効率について述べる。

動作原理の説明の際には、簡単のためスイッチは理想的なスイッチとし、その他の全ての回路素子の内部抵抗を無視する。また、インダクタ及びコンデンサの値が十分大きく、インダクタ電流とコンデンサ電圧に含まれるリップルが十分小さいと仮定する。

### 2.2.1 基本動作

図 2.2 に降圧形コンバータの概略回路図を、図 2.3 に動作波形の一例を示した。図 2.3 は、インダクタ電流  $i_L$  が連続して流れており、この動作状態は CCM ( Continuous Conduction Mode ) と呼ばれる。PWM が Hi になると、スイッチ SW が ON し、インダクタ  $L$  の電圧  $v_L$  は  $v_i - v_o$  となり、インダクタ電流  $i_L$  が以下の式に従い変化する。

$$\Delta i_{L_{ton}} = \frac{v_i - v_o}{L} t_{on} \quad (2.1)$$

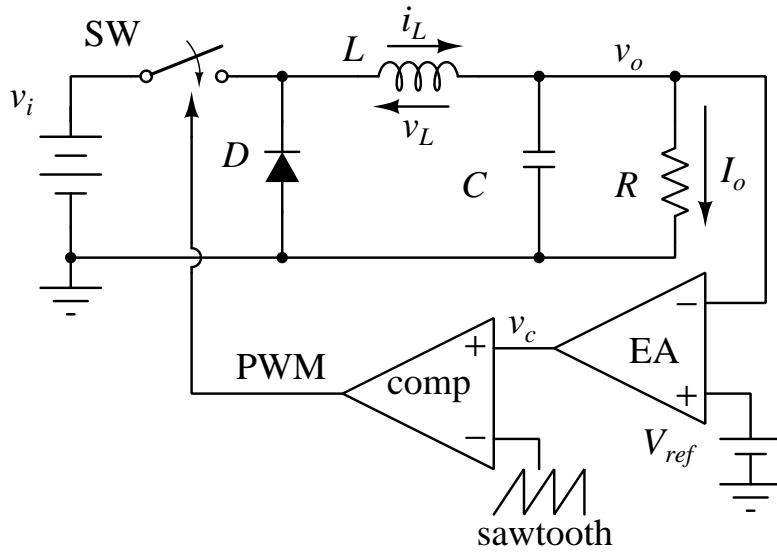


図 2.2: 降圧形コンバータ全体回路概略図

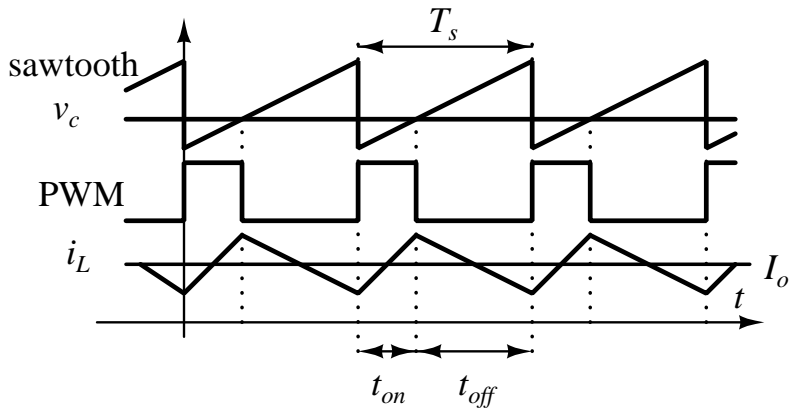


図 2.3: 降圧形コンバータの動作波形の一例

PWM が Lo になると  $v_L$  は  $-v_o$  となり、インダクタ電流は以下の式に従い変化する。

$$\Delta i_{L_{toff}} = -\frac{v_o}{L} t_{off} \quad (2.2)$$



定常状態では、期間  $t_{on}$  インダクタ電流の変化量  $\Delta i_{L_{ton}}$  と、期間  $t_{off}$  のインダクタ電流の変化量  $\Delta i_{L_{toff}}$  は等しくなるので、以下の式が成り立ち、

$$\frac{v_i - v_o}{L} t_{on} - \frac{v_o}{L} t_{off} = 0 \quad (2.3)$$

降圧形コンバータの電圧変換率  $M_{buck} (= v_o / v_i)$  は次式のように求められる。

$$M_{buck} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = D \quad (2.4)$$

時比率  $D$  は1より小さいため、このコンバータは直流電圧を降圧させる変換機となることがわかる。

$v_o$  は帰還回路に入力される。エラーアンプEAにより基準電圧  $V_{ref}$  と比較され、誤差電圧  $v_c$  が出力される。 $v_c$  と sawtooth をコンパレータ comp で比較することで PWM は生成される。

負荷電流  $I_o$  はインダクタ電流  $i_L$  の平均値となるが、負荷電流が減少していくと図 2.4 に示すようにインダクタ電流が0になる期間  $t_0$  が生まれる。この状態を DCM ( Discontinuous Conduction Mode ) と呼び、CCM とは伝達特性が異なる。次節で DC-DC Converter の一巡伝達特性について説明する。

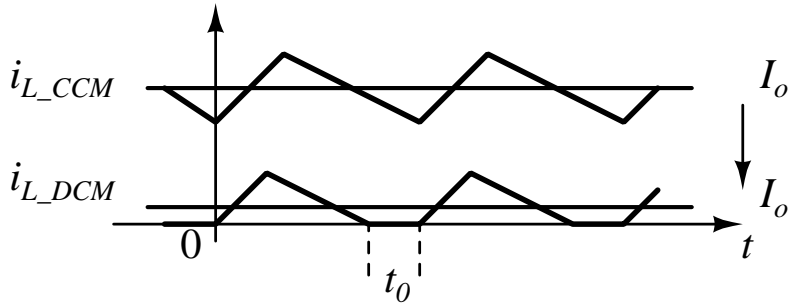


図 2.4: 負荷電流の減少によるインダクタ電流の変化

## 2.2.2 一巡伝達特性と安定性

図 2.5 に降圧形コンバータの一巡伝達特性を表すブロック図を示す。 $G_c(s)$  がエラーアンプ部の伝達特性を表し、 $F_m$  が PWM 生成部、 $G_{dv}(s)$

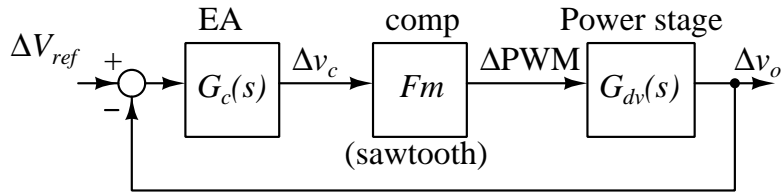


図 2.5: 降圧形コンバータの一巡伝達特性のブロック図

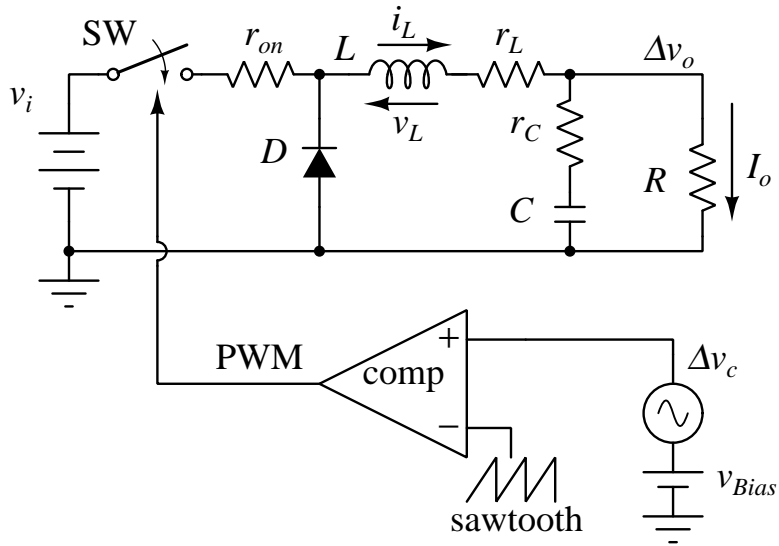


図 2.6: パワーステージの AC 解析用回路

がパワーステージの伝達特性を表している。降圧形コンバータのパワーステージの伝達特性は、CCM と DCM で異なる。図 2.6 に示す回路で、 $G_c(s)$  を除く  $Fm$  と  $G_{dv}$  の AC 解析を行った。回路定数を表 2.1 に示す。CCM の場合の一巡伝達特性の一例を図 2.7 に DCM の場合の一巡伝達特性の一例を図 2.8 に示す。CCM の場合はゲインが  $-40\text{dB/dec}$  で減少し、位相が  $-180$  度まで回っているのに対し、DCM の場合はゲインが  $-20\text{dB/dec}$  で減少し、位相は  $-90$  度でとどまっていることが分かる。また、極となる周波数  $f_n$  も CCM と DCM では以下のように異なる。

$$f_{n\_CCM} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.5)$$

表 2.1: パワーステージの AC 解析用回路の素子定数

入力電圧 $v_i$ [V]	10
インダクタ $L$ [ $\mu$ H]	47
出力コンデンサ $C$ [ $\mu$ F]	20
出力抵抗 $R$ [ $\Omega$ ]	50 (CCM) , 100 (DCM)
$v_{Bias}$ [V]	0.5
sawtooth の振幅 [V]	0~1
動作周波数 $f$ [kHz]	200
$r_{on}$ [ $m\Omega$ ]	100
$r_L$ [ $m\Omega$ ]	20
$r_C$ [ $m\Omega$ ]	20

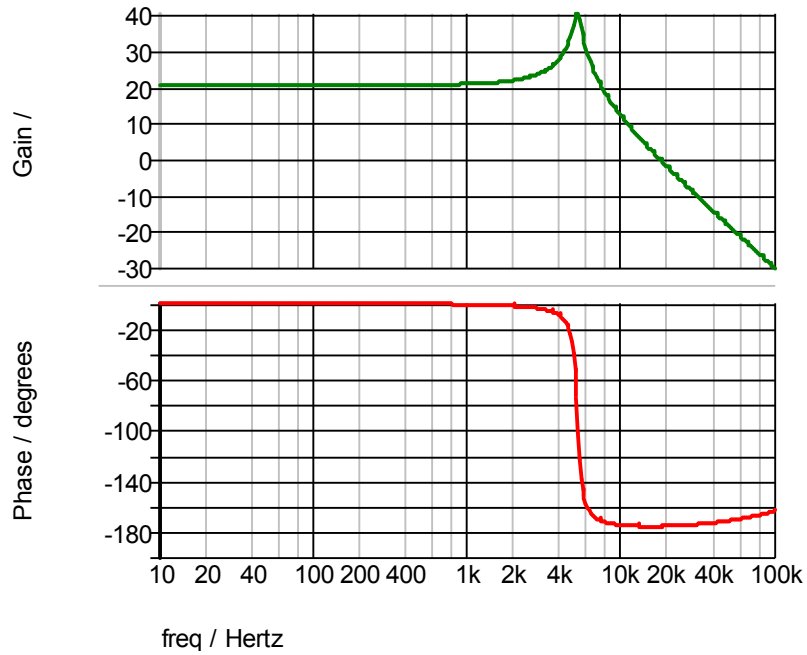


図 2.7: CCM のパワーステージの伝達特性

$$f_{n\_DCM} = \frac{\alpha + \beta}{2\pi CR\beta} \quad (2.6)$$

なお、式 (2.6) の  $\alpha$  はインダクタ電流が増加する期間、 $\beta$  はインダクタ電流が減少する期間の一周期に対する割合である。CCM では位相が-180 度となるため、この状態では回路が発振する。また、DCM では  $f_{n\_DCM}$  が

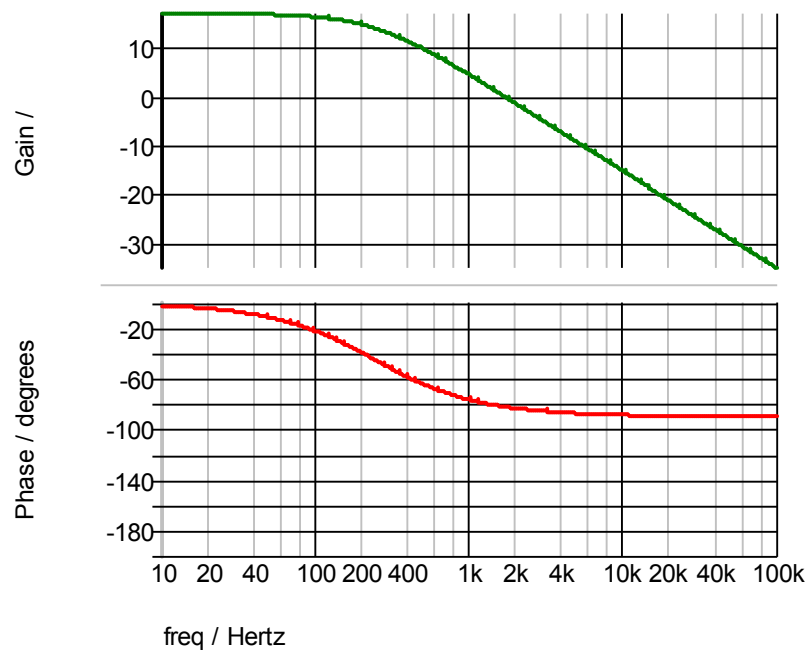


図 2.8: DCM のパワーステージの伝達特性

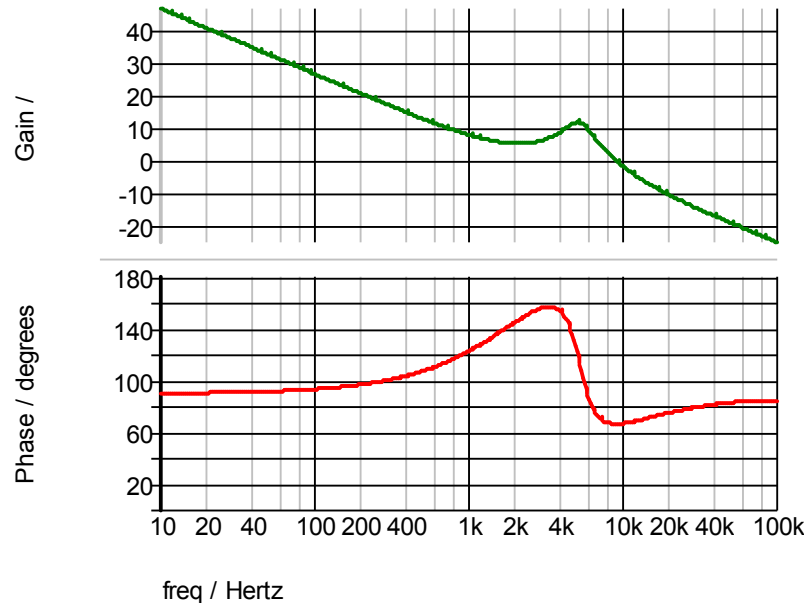


図 2.9: 位相補償を施した一巡伝達特性の一例

CCM と比較し極端に小さくなるためゲインが 0 となる周波数  $f_0$  が低くなる。CCM では発振を防ぐため、DCM では  $f_0$  を高くし応答性を改善するためにエラーアンプ部で位相補償を施す。位相補償を施した一巡伝達特性の一例を図 2.9 に示す。位相余裕が一般的に良いとされている 60 度程度確保されており安定性が保証できている。また  $f_0$  はおよそ 10 [kHz] となっている。負帰還制御であるスイッチング電源では上記のように安定性の保証が必須条件である。

### 2.2.3 効率

ここまでは素子を理想素子として扱い損失を無視したが、実際には損失が発生する。スイッチング電源の主な損失として、1 つ目にスイッチング損失が挙げられる。スイッチが ON / OFF する際のスイッチに使用されるパワー MOSFET に流れる電流  $i_d$  とスイッチの両端電圧  $v_{ds}$  の変化を図 2.10 に示す。図 2.10 に示すように、電圧と電流の重なる部分があり、この面積がスイッチング損失  $P_{loss}$  となる。スイッチング損失の低減のために ZVS 制御を適応した DC-DC コンバータもある [12]。

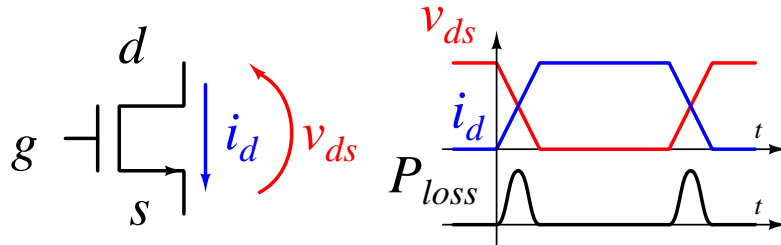


図 2.10: MOSFET が ON / OFF するときの  $i_d$  と  $v_{ds}$  の変化

2 つ目に各素子の ESR ( Equivalent Series Resistance ) での損失がある。インダクタや出力コンデンサには必ず ESR が存在し、流れる電流によって損失が発生する。

3 つ目にインダクタ  $L$  のヒステリシス損失がある。インダクタの  $B-H$  特性は直線ではなく、ヒステリシスを有す (図 2.11 右)。この面積で損失が生じる。DC-DC コンバータで、図 2.3 に示す動作波形のようにインダクタ電流の方向が常に一方向で、振幅が小さければ、図 2.11 に示すように、ヒステリシス損失は小さい。しかし、電流共振形コンバータなどの、共振形コンバータはトランスに流れる電流の向きが変化し、かつ振

幅も大きいので、ヒステリシス損失は無視できない。共振形コンバータの場合は、トランスの設計が効率の大きく影響することになる。

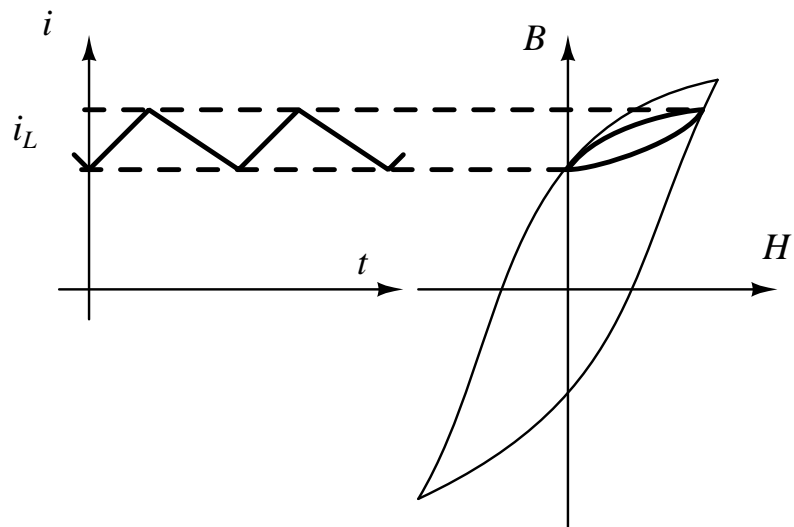


図 2.11: インダクタ電流  $i_L$  とヒステリシス損失  $P_{cv}$  の関係

## 第3章 降圧 - 降圧形SIDOコンバータ

### 3.1 SISO コンバータの構成

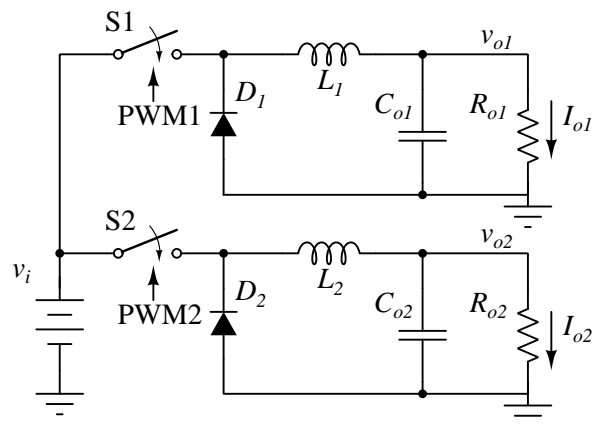


図 3.1: 降圧形 SISO コンバータにおいて出力を 2 つにした場合の出力段の回路構成

降圧形 SISO コンバータにおいて出力を 2 つにした場合の出力段の回路構成を図 3.1 に、基本的な降圧 降圧形 SISO コンバータの出力段の回路構成を図 3.2 に示す。図 3.1 では、1 つの出力に対し、1 つのインダクタを有していることが分かる。これに対し図 3.2 では、出力部を 2 つ有すが、インダクタは 1 つである。SIDO コンバータでは、2 つの出力を排他的に制御することで、所望の出力電圧と負荷電流を供給する。そのために、出力部を選択するスイッチ  $S1$ 、 $S2$  を追加する。 $S1$ 、 $S2$  には出力間でのエネルギーの伝達を防ぐために、同時 OFF の期間 Dead Time を必ず設ける。しかし、インダクタに電流が流れているときに  $S1$ 、 $S2$  が共に OFF であると、インダクタ  $L$  と  $S1$ 、 $S2$  間に瞬間的に大きな電圧が発生し、

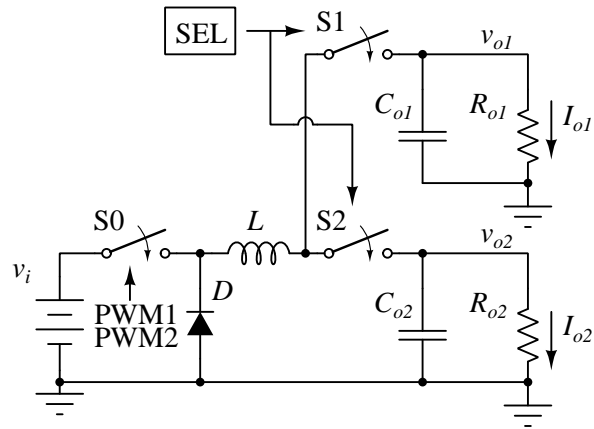


図 3.2: 降圧 降圧形 SIDO コンバータの出力段の回路構成

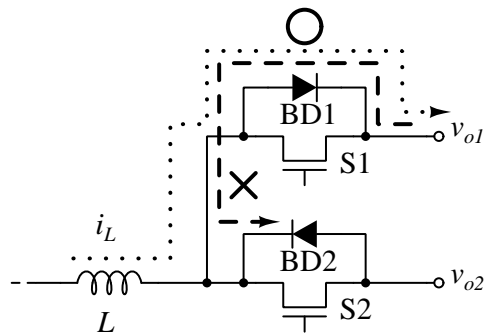


図 3.3: 図 3.2 の  $S_1$ 、 $S_2$  の Body Diode の向きの一例 ( $v_{o1} > v_{o2}$ )

スイッチを破壊する可能性がある。そのため、 $S_1$  と  $S_2$  に用いられるパワー MOSFET の Body Diode の向きに注意する必要がある。例えば  $v_{o1} > v_{o2}$  の場合では、図 3.3 に示すような向きで接続する。図 3.3 のように接続することで、 $S_1$ 、 $S_2$  が共に OFF の場合に、破線で示すような経路で  $v_{o1}$  から  $v_{o2}$  にエネルギーが伝達されることはない。また、インダクタに電流が流れている状態で  $S_1$ 、 $S_2$  が共に OFF の場合でも、点線で示す経路で電流は  $v_{o1}$  側に流れる。SIDO コンバータでは図 3.3 のようにスイッチに用いる MOSFET を接続し、出力間でのエネルギーの伝達を防ぎ、インダクタ電流の流れる経路を確保する必要がある。以上が SIDO コンバータの構成である。次節で基本的な降圧 降圧形コンバータの動作について説明する。



## 3.2 基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの動作原理

### 3.2.1 全体構成の概略と動作波形の一例

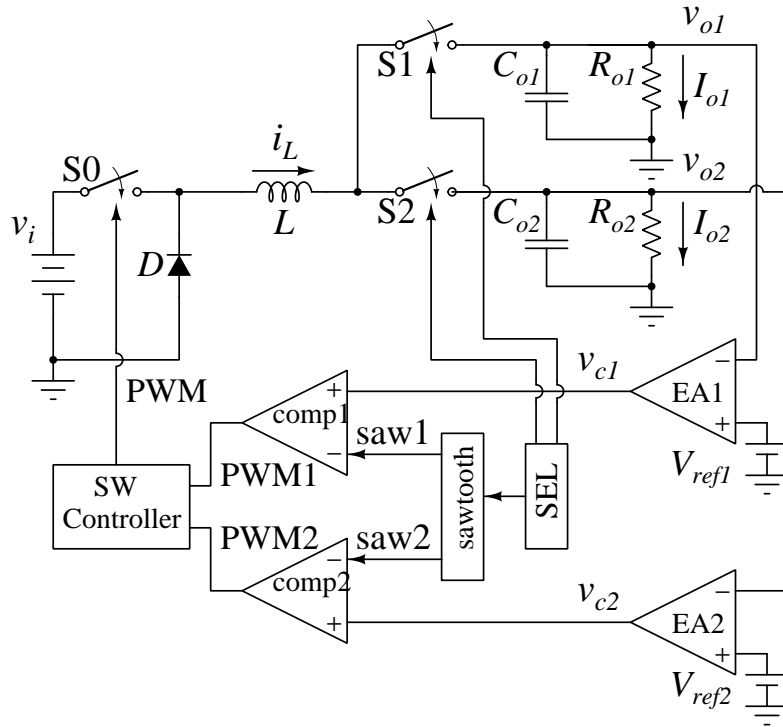


図 3.4: 降圧 降圧形 SIDO コンバータの全体構成の概略図

基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの全体構成の概略図を図 3.4 に、動作波形の一例を図 3.5 に示す。図 3.5 は、ハイサイドコンバータ ( $v_{o1}$  側出力部) の負荷電流  $I_{o1}$  が、ローサイドコンバータ ( $v_{o2}$  側出力部) の負荷電流  $I_{o2}$  より大きい場合である。インダクタ電流  $i_L$  は、不連続モードの場合である。上記の場合の各スイッチング信号 (SEL、PWM1、PWM2) と鋸歯状波 (saw1、saw2)、エラーアンプ EA1、EA2 の出力 ( $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$ )、インダクタ電流 ( $i_L$ ) の波形を示している。SEL は、図 3.4 の  $S_1$ 、 $S_2$  を制御する信号である。期間  $T_{o1}$  に  $S_1$  が ON し、ハイサイドコンバータを制御し、期間  $T_{o2}$  に  $S_2$  が ON し、ローサイドコンバータの制御する。 $T_{o1}$  と  $T_{o2}$  を合わせて、一周期  $T_s$  となる。基本的な SIDO コンバータで

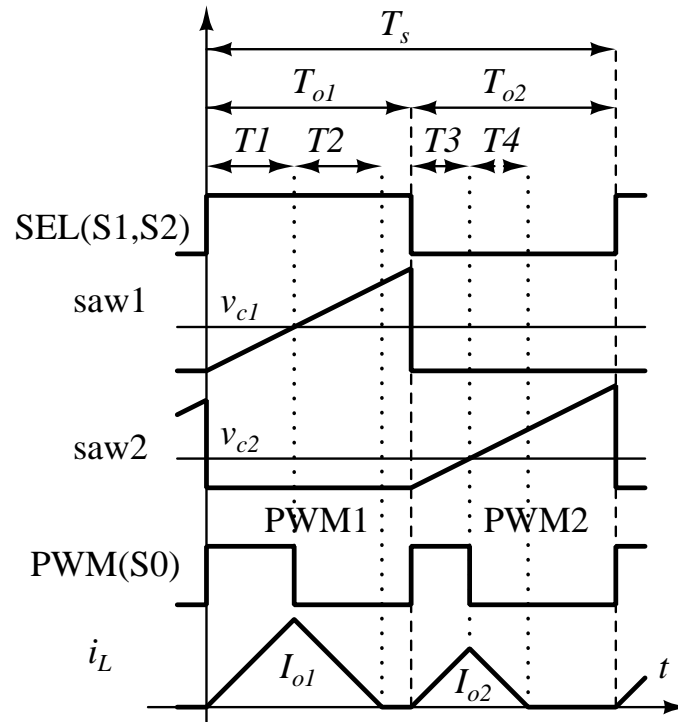


図 3.5: SEL,saw, $v_c$ ,PWM, $i_L$  波形の一例

は、SEL には Duty 50% の矩形波が用いられる。つまり、制御時間比  $T_{o1} : T_{o2}$  は 1 : 1 の割合で固定である。

### 3.2.2 鋸歯状波生成回路の構成と動作

図 3.5 の saw1 (saw2) は図 3.4 の sawtooth ブロックで生成される。内部の回路構成とタイミングチャートを図 3.6 に示した。図 3.6(a) の点線で囲んだ部分が図 3.4 の sawtooth ブロックの内部である。SEL 信号を入力とし、鋸歯状波を生成する。以下に動作を説明する。スイッチ制御信号  $\overline{\text{SEL}}$  が H の期間は、スイッチ SW は ON で、 $v_{\text{saw1}}$  は 0 である。スイッチ制御信号  $\overline{\text{SEL}}$  が L になると、電流源  $I_{\text{ref}}$  からの電流により容量  $C$  がチャージされキャパシタ電圧  $v_{\text{saw1}}$  が直線的に上昇する。再び  $\overline{\text{SEL}}$  が H になるとスイッチが ON し、 $v_{\text{saw1}}$  は 0 になる。以上の動作を繰り返すことで鋸歯状波を生成する。saw2 も同様であり、saw1 に用いる SEL の反転信号によって生成する。基本的な鋸歯状波生成回路では  $I_{\text{ref}}$  の電流値は固定

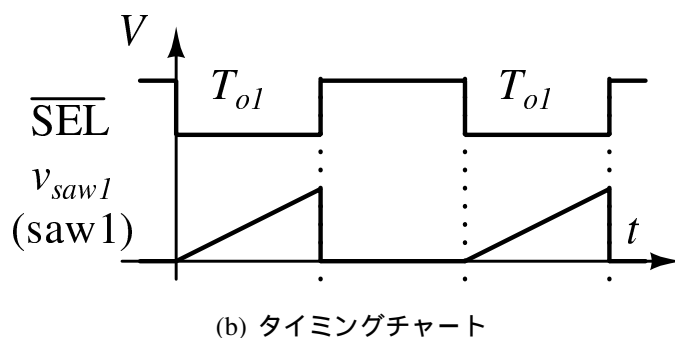
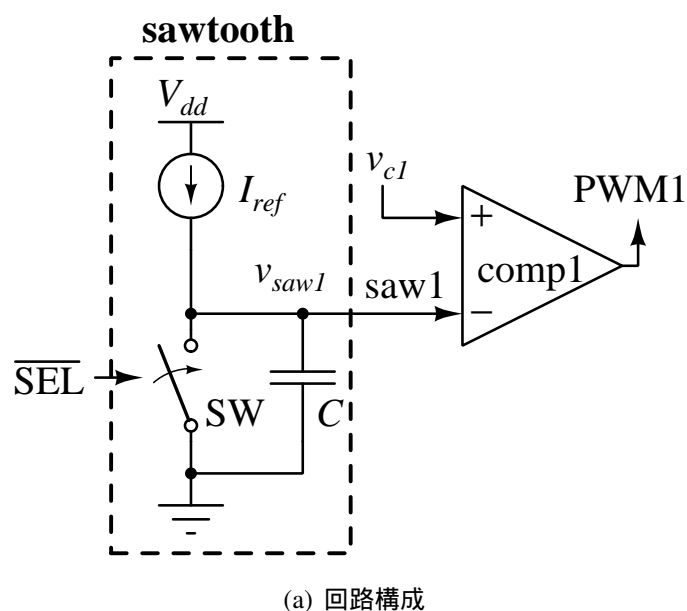
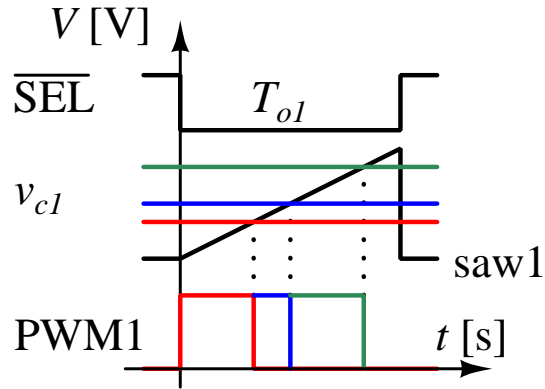


図 3.6: 電流値固定型鋸歯状波生成回路とタイミングチャート

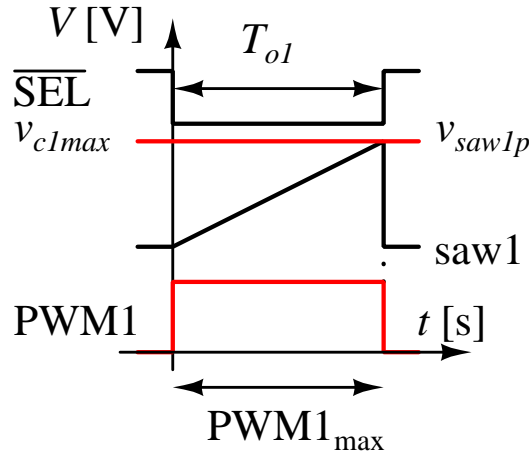
であり、saw1、saw2 の傾きは一定である。以下、上記の回路を電流値固定型鋸歯状波生成回路と呼ぶ。

### 3.2.3 PWM の生成

図 3.5 の 2 つの PWM、PWM1 と PWM2 は前節の回路によって生成された 2 つの鋸歯状波 saw1、saw2 と  $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  を、図 3.4 の comp1、comp2 で比較することで生成される。期間  $T_{o1}$  の PWM を PWM1、期間  $T_{o2}$  の PWM を PWM2 とする。図 3.5 は、ハイサイドコンバータ側の負荷電流が、ローサイドコンバータの負荷電流よりも大きい場合であるた



(a)  $v_{c1}$  の変化したときの PWM1 の変化



(b)  $v_{c1max}$  と  $v_{saw1p}$  が等しい場合の  $PWM1_{max}$

図 3.7:  $v_{c1}$  と saw1、PWM1 幅の関係

め、 $v_{c1}$  は  $v_{c2}$  より高く、PWM1 の幅は PWM2 より広い。DCM では、負荷電流と  $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  は比例関係にある。ここで、saw1、 $v_{c1}$ 、PWM1 の関係性を図 3.7 に示した。図 3.7(a) から  $v_{c1}$  の値によって PWM1 の幅は変化することがわかる。図 3.7(b) に、 $v_{c1}$  が saw1 のピーク値  $v_{saw1p}$  に達した場合を示した。 $v_{c1}$  が saw1 のピーク値  $v_{saw1p}$  と等しくなったとき、制御時間  $T_{o1}$  に等しい PWM1 の最大幅  $PWM1_{max}$  が出力される。saw1 のピーク値  $v_{saw1p}$  と  $v_{c1}$  の最大値  $v_{c1max}$  は等値に設計することで、PWM1 の最大幅が出力できる。PWM1 の最大幅  $PWM1_{max}$  は  $T_{o1}$  に依存する。

### 3.2.4 基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの基本動作

本節では図 3.4 と、図 3.5 を基に、基本動作を説明する。

$T1$  において  $S0$ 、 $S1$  が ON になると、インダクタ  $L$  を介し、ハイサイドコンバータへエネルギーを供給する。このときインダクタ  $L$  に流れる電流  $i_{LT1}$  は、

$$i_{LT1} = \frac{v_i - v_{o1}}{L} T1 \quad (3.1)$$

で、表される。次に、 $T2$  において  $S0$  が OFF になると、ダイオード  $D$  が ON し、インダクタに蓄積した電流をハイサイドコンバータへ供給する。このときの  $i_{LT2}$  は、

$$i_{LT2} = -\frac{v_{o1}}{L} T2 \quad (3.2)$$

で、表される。 $T3$ 、 $T4$  においてもローサイドコンバータに対し、同様の動作を行う。 $T3$  におけるインダクタ電流  $i_{LT3}$  は、

$$i_{LT3} = \frac{v_i - v_{o2}}{L} T3 \quad (3.3)$$

と表され、 $T4$  におけるインダクタ電流  $i_{LT4}$  は、

$$i_{LT4} = -\frac{v_{o2}}{L} T4 \quad (3.4)$$

となる。上記 4 つの式に従って、インダクタ電流は増減を繰り返す。増減によって作られる、面積によって  $I_{o1}$ 、 $I_{o2}$  の値が決定される。

### 3.2.5 基本的な降圧 降圧形 SIDO コンバータの問題点

基本的な SIDO コンバータでは、2 つの負荷電流の一方だけが、大きく増加する場合、動作できなくなる問題が発生する。

図 3.5 の状態から、さらに多くの  $I_{o1}$  を供給したい場合を考える。このときの PWM1、PWM2 と  $i_L$  の変化を図 3.8 に示す。図 3.8(a) に示すように、 $I_{o1}$  を増加させるために PWM1 が増加していくと、 $i_L$  が 0 になる前に  $T_{o2}$  に移行する状態になる。この時、PWM2 は一定の  $I_{o2}$  を保持するために減少していく。 $I_{o1}$  が更に増加し PWM1 が PWM1<sub>max</sub> となった場合を図 3.8(b) に示した。PWM2 を 0 にしても図 3.8(a) と比べ、過剰な  $I_{o2}$  になっている様子がわかる。また、 $I_{o1}$  の最大値  $I_{o1max}$  も  $T_{o1}$  によ

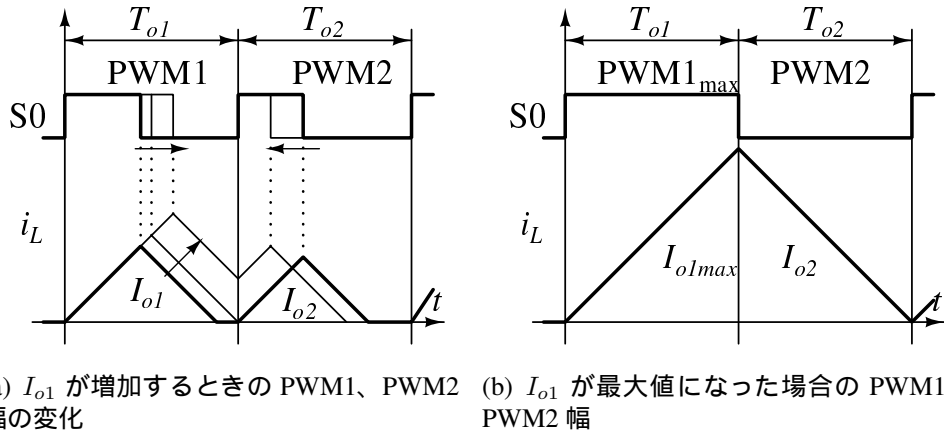


図 3.8: 基本的な SISO コンバータにおける  $I_{o1}$  の増加による PWM1、PWM2 幅の変化

て制限されているため、これ以上の  $I_{o1}$  は供給できない。この状態では、 $I_{o1}$  と  $I_{o2}$  に大きく差がある場合に、両コンバータに所望の負荷電流を供給できず、一定の出力電圧を保持できない。次章にこの問題解決のために提案された従来方式について説明する。

### 3.3 従来方式降圧 降圧形 SISO コンバータ

本節では、前章で挙げられた基本的な降圧 降圧形 SISO コンバータにおける問題点を解決するために考案された従来方式について説明する。従来方式の基本概念を述べ、回路構成と動作原理を説明する。

#### 3.3.1 従来方式の概念

図 3.9 に、従来方式の概念図を示す。従来方式では、基本的な SISO コンバータでは固定されていた  $T_{o1} : T_{o2}$  を、負荷電流の大きさによって図 3.9 に示すように変化させる。 $I_{o1}$  の増加に伴い、制御時間  $T_{o1}$  が増加していることにより、図 3.8(b) と比較して、より大きな  $I_{o1}$  となっていることが分かる。また、制御時間  $T_{o2}$  は減少するが、この動作により、一定の  $I_{o2}$  を保持出来ていることが分かる。従来方式は、上記のように制御時間比率  $T_{o1} : T_{o2}$  を負荷電流に伴い、変化させることによって 2 つの負荷電

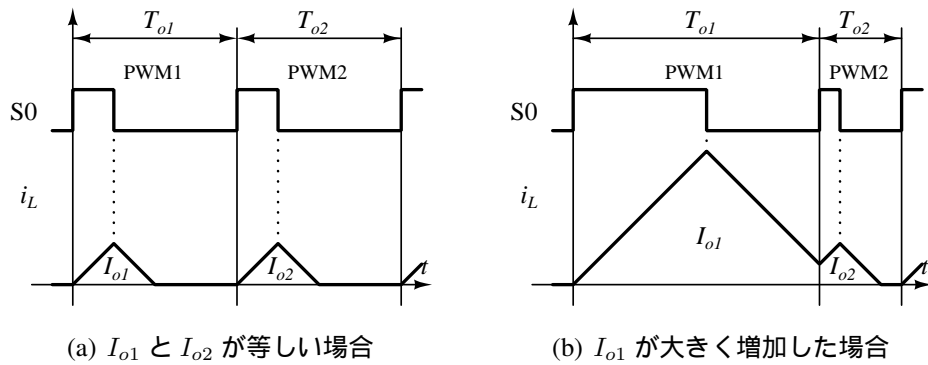


図 3.9: 従来方式の概念図 負荷電流の大きさによる制御時間比率  $T_{o1} : T_{o2}$  の変化

流に大きな差がある場合でも動作を可能にするものである。以上が従来方式の概念である。

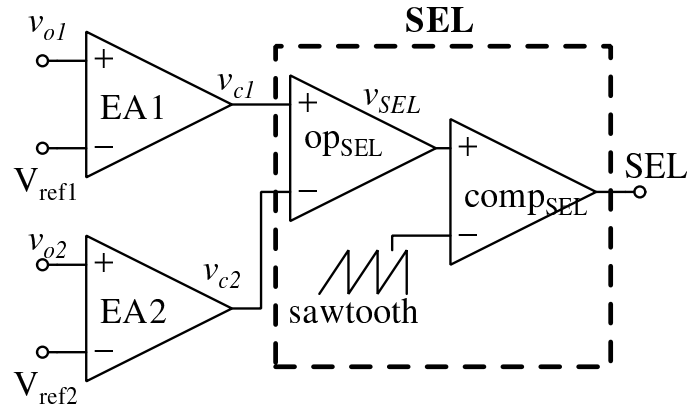
### 3.3.2 従来方式降圧 降圧形 SIDO コンバータの制御回路

次節から、前節で述べた従来方式の概念を実現する制御回路について説明する。従来方式で提案された回路は2つある。1つ目は SEL 信号生成回路であり、負荷電流の増減の伴い、制御時間比率を変化させる回路である。2つ目はパルス幅可変型鋸歯状波生成回路である。パルス幅可変型鋸歯状波生成回路は、鋸歯状波のピーク値を常に一定に保つ回路である。次節に、上記2つの回路について説明する。

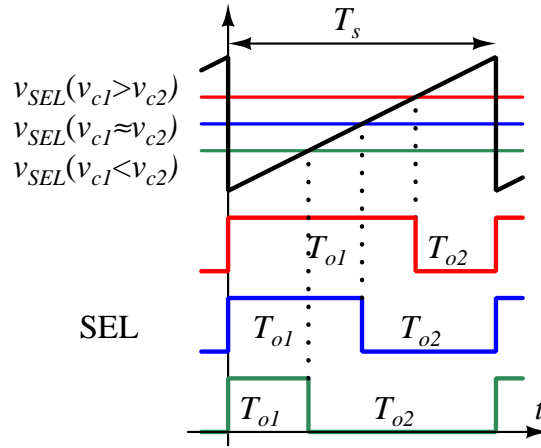
### 3.3.3 SEL 信号生成回路

従来方式における SEL 信号生成回路の概略図と動作原理を図 3.10 に示す。図 3.10(a) の点線で囲まれた部分が、図 3.4 の SEL ブロックの内部の回路である。オペアンプ  $op_{SEL}$  と、コンパレータ  $comp_{SEL}$ 、 $T_s$  を一周期とした sawtooth で構成される。 $v_{c1}$  はプラス端子に、 $v_{c2}$  はマイナス端子に接続する。以下に動作を説明する。

$v_{c1}$  と  $v_{c2}$  はオペアンプ  $op_{SEL}$  に入力される。オペアンプによって差分として出力された  $v_{SEL}$  と sawtooth をコンパレータ  $comp_{SEL}$  で比較し、SEL 信号を得る。 $v_{SEL}$  ( $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  の大小関係) による SEL 信号の変化を図 3.10(b) に示す。図 3.10(b) に示すように  $v_{SEL}$  の大きさに応じて SEL



(a) SEL 信号生成回路の概略図



(b)  $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  の大小関係と  $T_{o1} : T_{o2}$  の関係図

図 3.10: 従来方式における SEL 信号生成回路の動作原理

信号の  $T_{o1} : T_{o2}$  が可変であり、2つのコンバータの制御時間の合計  $T_s$  は一定である。 $v_{c1} > v_{c2}$  の場合は、 $v_{SEL}$  は増加し、 $T_{o1}$  が大きくなる。 $v_{c1} < v_{c2}$  の場合は、 $v_{SEL}$  は減少し、 $T_{o2}$  が大きくなる。 $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  がほぼ等しい場合は、 $v_{SEL}$  は sawtooth の振幅の中心値となるように設計することで、制御時間比率  $T_{o1} : T_{o2}$  が、ほぼ 1 : 1 の SEL 信号が生成できる。 $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  は負荷電流に比例するため、以上の動作となるよう、 $op_{SEL}$  のゲインを適切な値に設定することにより、2つのコンバータの負荷電流量に比例した SEL 信号を生成できる。

SEL 信号は、基本的な降圧 降圧型 SIDO コンバータと同様に、2つの



鋸歯状波 saw1 と saw2 の生成に使用される。そして、 $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  とコンパレータで比較することで PWM1、PWM2 信号を得る。しかし、ここで図 3.6(a) 示す電流値固定型鋸歯状波生成回路を用いると問題が生じる。

電流値固定型鋸歯状波生成回路を用い、 $T_{o1}$  が増加した場合の、 $\overline{SEL}$  信号と saw1、 $v_{c1}$ 、PWM1 の波形を図 3.11 に示す。図 3.11 に示すように、負荷変動により、 $v_{c1}$  が  $v_{c1max}$  となり、 $v_{saw1p}$  に達する場合を考える。図 3.11 より、 $T_{o1}$  の増加に伴いチャージの時間が増えるため、 $v_{saw1p}$  が上昇し、 $v_{c1max}$  の値を超えてしまうことがわかる。このままでは  $T_{o1}$  の幅が増えても、 $PWM1_{max}$  が増加しない。

そこで従来方式では、電流値固定型鋸歯状波生成回路において一定であった  $I_{ref}$  の電流値を  $T_{o1} : T_{o2}$  に応じて可変とし、どのような  $\overline{SEL}$  信号の H/L 時間に対しても、 $v_{saw1p}$  を  $v_{c1max}$  に保つパルス幅可変型鋸歯状波生成回路を提案した。次節でパルス幅可変型鋸歯状波生成回路について説明する。

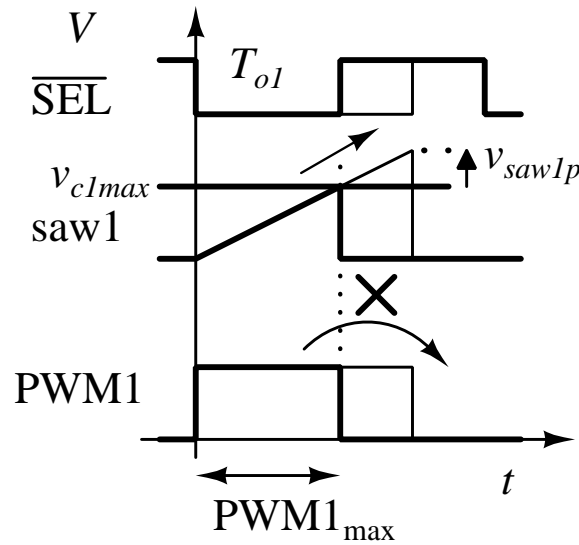


図 3.11: 電流値固定型鋸歯状波生成回路における  $T_{o1}$  が増加した場合の  $v_{saw1p}$  と  $PWM_{max}$  の変化の関係

### 3.3.4 パルス幅可変型鋸歯状波生成回路

パルス幅可変型鋸歯状波生成回路の概略図を図 3.12 に示す。saw1 のピーク電圧  $v_{saw1p}$  を検出する Peak Hold ブロックを挿入する。検出した

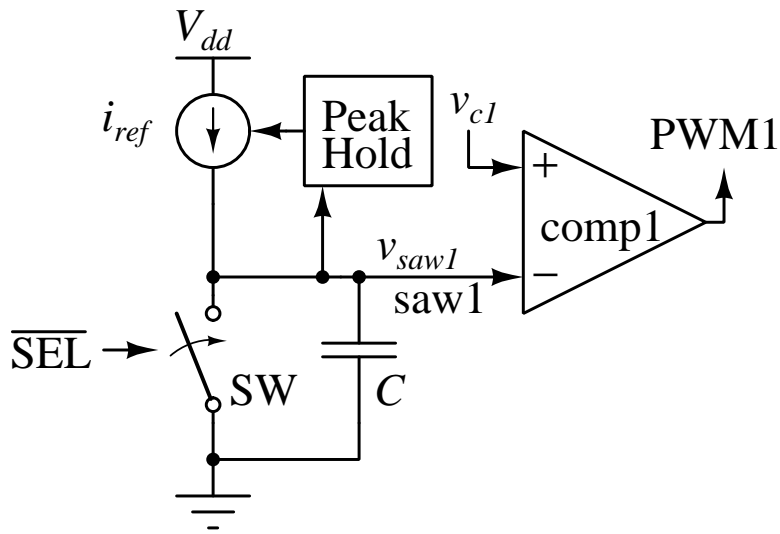


図 3.12: パルス幅可変鋸歯状波生成回路

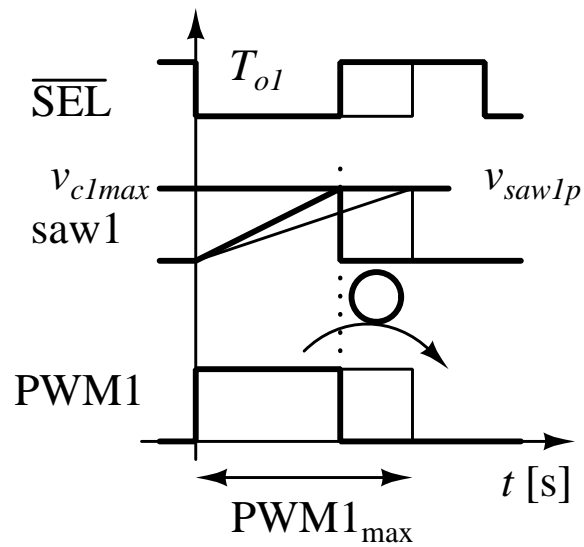


図 3.13: パルス幅可変型鋸歯状波生成回路において、 $T_{o1}$  が増加した場合の  $v_{saw1p}$  と  $PWM1_{max}$  の変化の関係

saw1 のピーク電圧により電流源  $i_{ref}$  を制御することで鋸歯状波の立ち上がり傾斜を可変にし、 $\overline{SEL}$  信号の制御時間比率が変化し H/L 時間が変動しても鋸歯状波のピーク値を一定 ( $v_{c1max}$ ) に保つ。パルス幅可変型鋸歯状波先生回路を用い、 $T_{o1}$  が増加した場合の、 $\overline{SEL}$  信号と saw1、 $v_{c1}$ 、

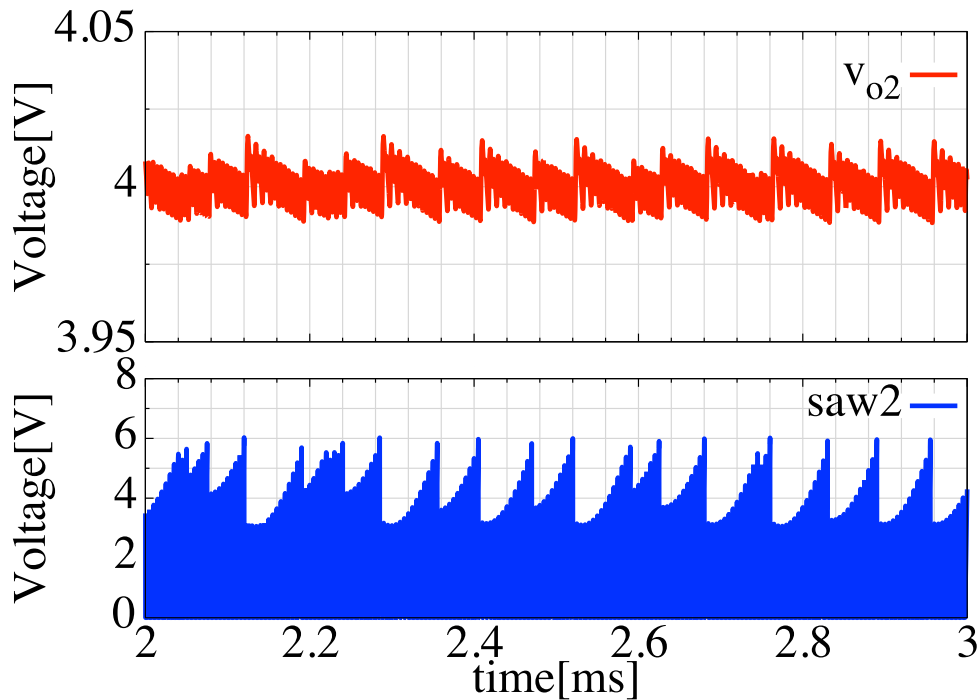


図 3.14: 従来方式において、系が不安定になる様子

PWM1 の波形を図 3.13 に示す。

図 3.13 に示すように、鋸歯状波のピーク値を常に一定に保つことで、どのような  $T_{o1}$  に対しても、PWM の最大幅  $\text{PWM}_{\max}(T_{o1})$  が出力できる。本回路を用いて従来方式は実現された。

しかし従来方式では様々な負荷電流条件（制御時間比  $T_{o1} : T_{o2}$ ）で動作させると、出力電圧  $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$  が不安定になることがあった。従来方式において  $I_{o1} = 1\text{A}$ 、 $I_{o2} = 2\text{A}$  とした場合の、 $v_{o2}$  と saw2 の波形を図 3.14 に示した。図 3.14 から分かるように、系が不安定になり、発振状態であることがわかる。次節でこの原因について考察する。

### 3.4 DC-DC コンバータの一巡伝達特性と従来方式の安定性における問題点の考察

スイッチングコンバータの一巡伝達特性は図 3.15 に示すブロック図で表される。ここでは SISO のハイサイドコンバータ側を例に説明する。図 3.15 において、 $G_{dv}(s)$  はパワーステージ部のブロックであり PWM1 の変

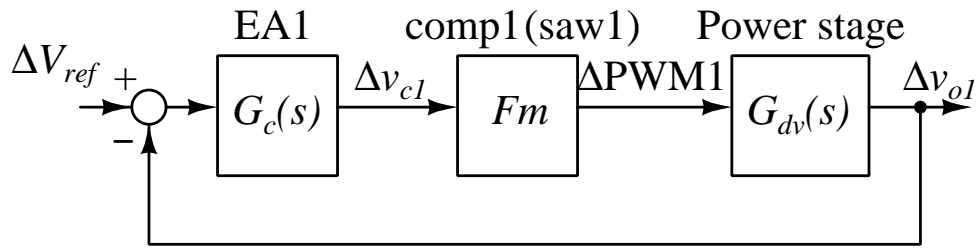


図 3.15: SIDO コンバータの一巡伝達特性のブロック図 ( $v_{o1}$  側)

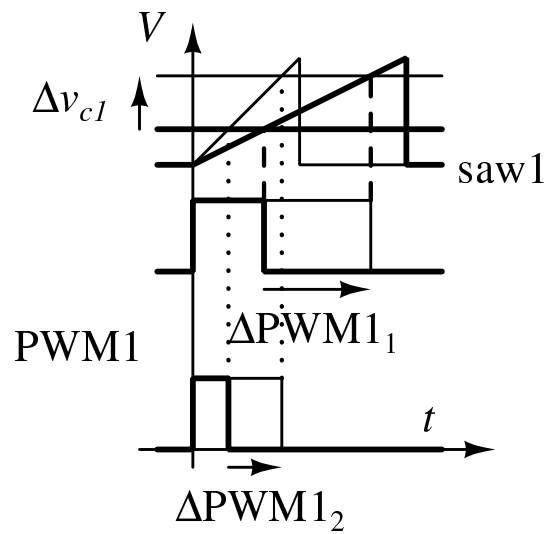


図 3.16: saw1 の傾きの違いによる  $\Delta\text{PWM1}$  の変化

化  $\Delta\text{PWM1}$  に対する  $v_{o1}$  の変化  $\Delta v_{o1}$  を表す。  $G_c(s)$  はエラーアンプ部のブロックであり、  $\Delta v_{o1}$  に対する  $v_{c1}$  の変化  $\Delta v_{c1}$  を表す。  $Fm$  は PWM 生成部のブロックであり、  $\Delta v_{c1}$  に対する  $\Delta\text{PWM1}$  の特性を表す。これら 3 つのブロックは合成され一巡伝達特性となる。DC-DC コンバータの一巡伝達特性における phase margin (位相余裕) は一般的に  $45^\circ \sim 60^\circ$  程度が良いとされ、位相余裕が少ないと不安定な動作となる。

ここで、図 3.15 の  $Fm$  について説明する。  $v_{c1}$  の変化に対する PWM1 の変化 ( $\Delta\text{PWM1} / \Delta v_{c1}$ ) を図 3.16 に示した。図 3.16 に示すように、同じ  $\Delta v_{c1}$  に対する  $\Delta\text{PWM1}$  は、saw1 の傾きで異なる ( $\Delta\text{PWM1}_1$  と  $\Delta\text{PWM1}_2$ )。この  $\Delta\text{PWM1} / \Delta v_{c1}$  は  $Fm$  のゲイン特性として表され、saw1 の傾きによって決まり、全体の一巡伝達特性に影響を与えることになる。

従来方式では saw1、saw2 の傾きが  $T_{o1}:T_{o2}$  によって変化するため、一

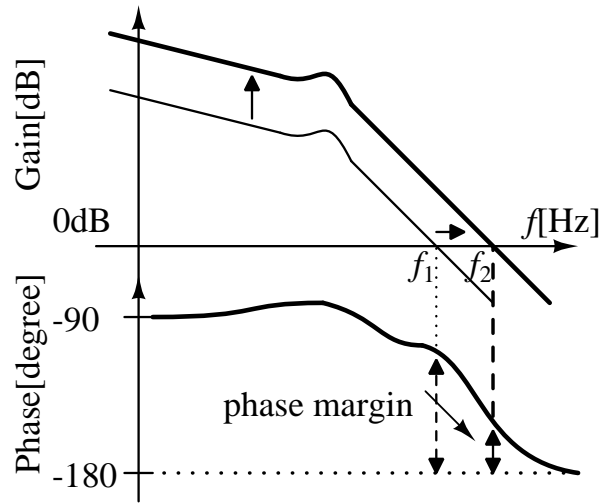


図 3.17: ゲイン特性の変化による位相余裕の変化

伝達特性のゲイン特性を変化させていた。図 3.17 に一伝達特性の一例において、ゲイン特性の変化によって位相余裕が変化する様子を示した。図 3.17 に示すように、ゲイン特性が変化した場合、ゼロクロス周波数が  $f_1$  から  $f_2$  に移動し、位相余裕が減少し安定性が損なわれる可能性がある。以上の考察より、従来方式では、ある条件では安定だが別の条件では系が不安定になることがわかる。次節に上記の問題を解決する方式を提案する。

## 3.5 提案方式

### 3.5.1 提案方式の基本構成

提案方式では、ゲイン特性を変化させてしまう要因であったパルス幅可変型鋸歯状波生成回路を用いず、図 3.6(a) に示す、鋸歯状波の傾きを変化させない電流値固定型鋸歯状波生成回路を採用する。鋸歯状波の傾きを一定にすることで、どのような条件でも伝達特性を一定にでき、あらゆる  $T_{o1} : T_{o2}$  においても系の安定化を実現する。従来方式では初期条件で等しく設計した  $v_{clmax}$  と  $v_{saw1p}$  だが、提案方式では、 $v_{saw1p}$  が上昇した場合でも、その値を下回らない  $v_{clmax}$  を設定する。図 3.18 に示すように  $v_{clmax}$  を設定することで、前節で説明した PWM の最大幅が増加しない問題は発生しない。

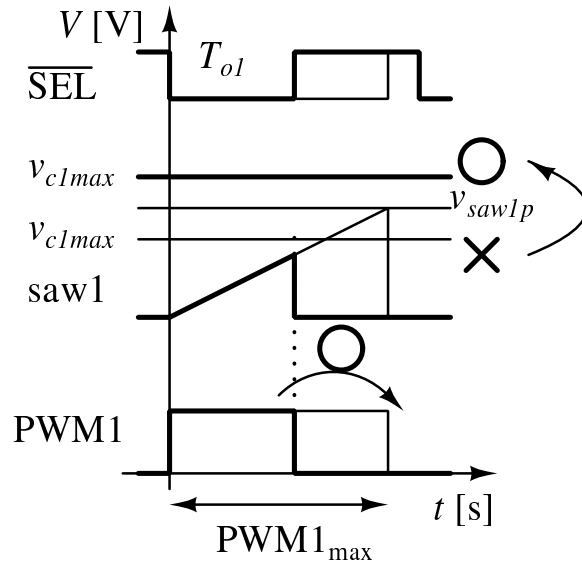


図 3.18: 提案方式における  $v_{clmax}$  の設定値

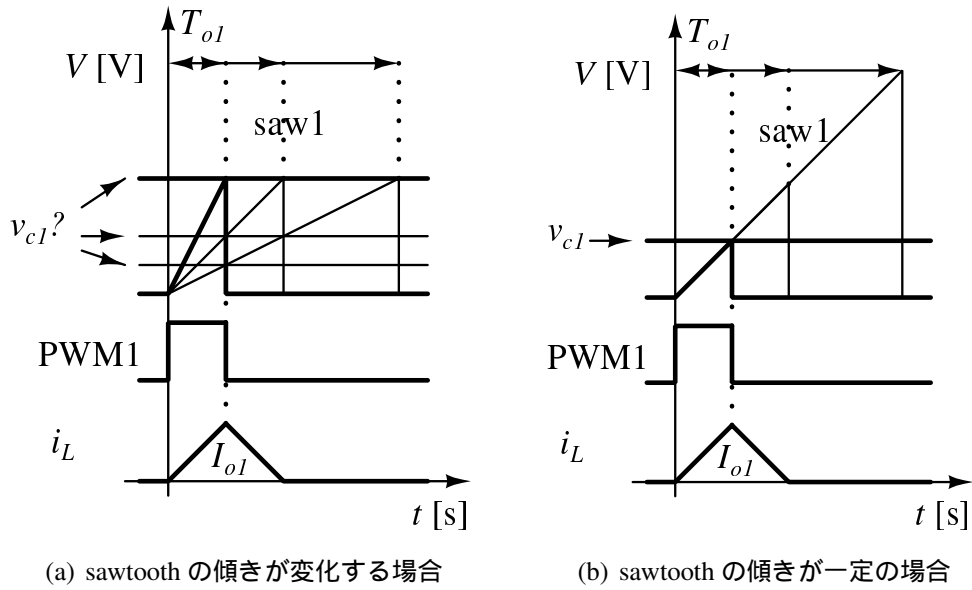
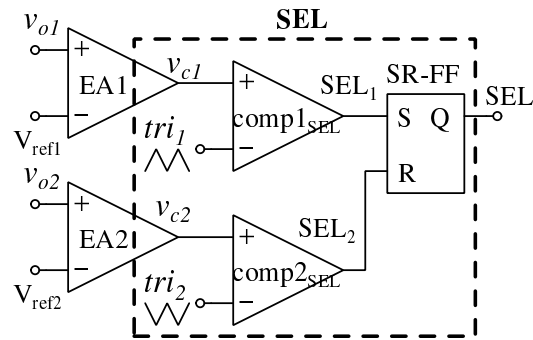


図 3.19: sawtooth の傾きによる  $v_c$  の値の変化

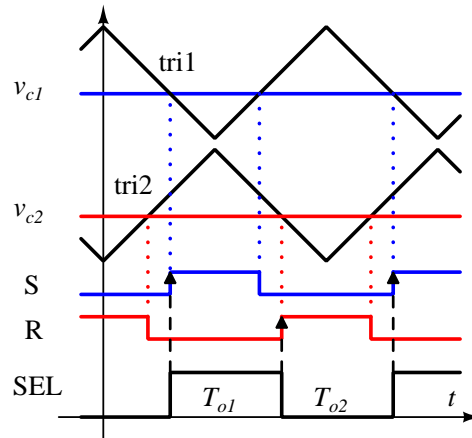
また、パルス幅可変型鋸歯状波生成回路では鋸歯状波の傾きが変化するため、同じPWM幅を生成するための  $v_c$  の値が複数あった。図 3.19(a) に一例を示す。  $T_{ol}$  によって、同じPWM1の幅を生成するための  $v_{c1}$  が複数存在していることがわかる。これに対し電流値固定型鋸歯状波生成回

路を用いた場合、図 3.19(b) に示すように、どのような  $T_{o1}$  でも  $v_{c1}$  の値は一意に決定される。次節でこの  $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  が一意に決まることを利用した新しい SEL 信号生成回路を提案する。

### 3.5.2 提案方式における SEL 信号生成回路



(a) 提案方式 SEL 信号生成回路の概略図



(b) 提案方式 SEL 信号生成回路のタイミングチャート

図 3.20: 提案方式における SEL 信号生成回路

図 3.20(a) に提案方式における SEL 信号生成回路の概略図を、図 3.20(b) にタイミングチャートを示した。tri1 と tri2 は互いに半周期位相差のある三角波であり、SR-FF は立ち上がり検出である。以下に動作を説明する。  
 $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  と tri1、tri2 をそれぞれ  $\text{comp1}_{\text{SEL}}$ 、 $\text{comp2}_{\text{SEL}}$  で比較し S、R 信

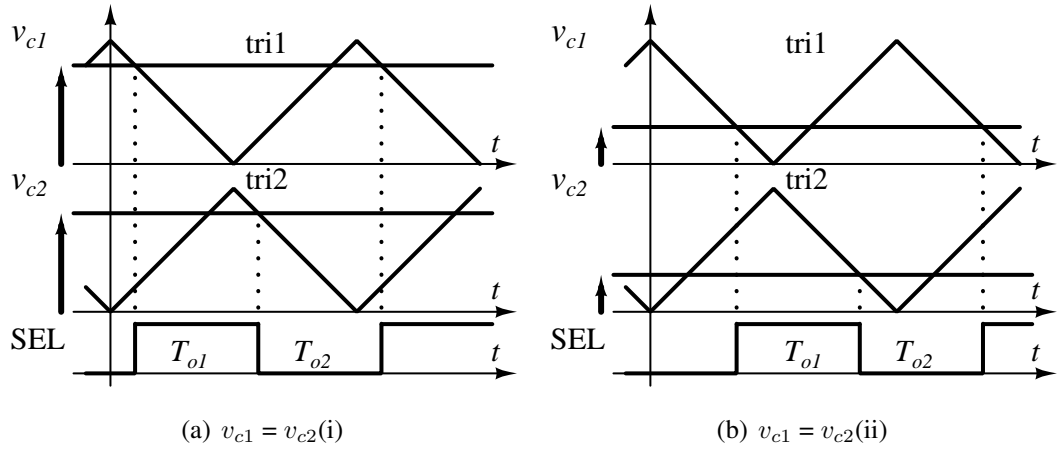


図 3.21:  $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  が等しい場合の  $T_{o1}:T_{o2}$

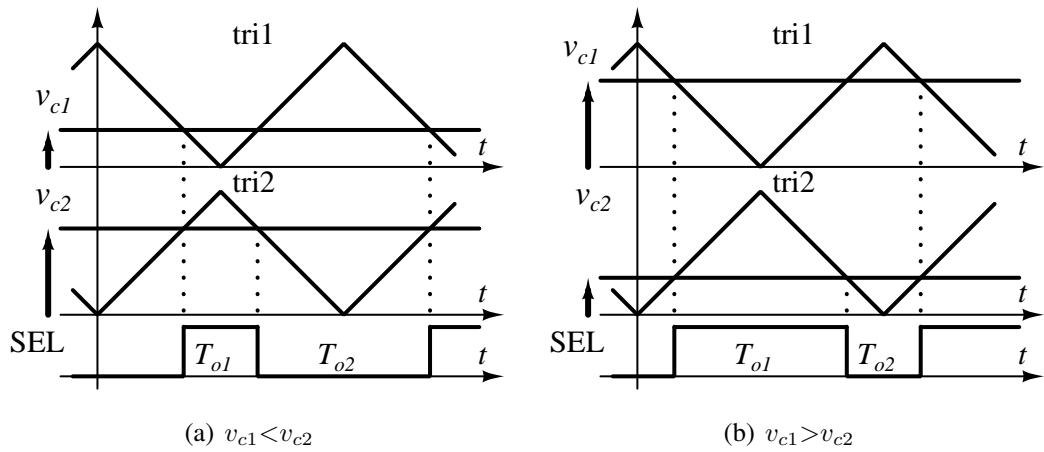


図 3.22:  $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  に差がある場合の  $T_{o1}:T_{o2}$

号を得る。S、R 信号の立ち上がりを見出して SEL 信号を得る。図 3.21 に示すように、 $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  が等しい場合、 $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  の値によらず  $T_{o1} : T_{o2} = 1:1$  の SEL 信号が生成できる。図 3.22 に示すように、 $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  に差がある場合は、その値によって  $T_{o1} : T_{o2}$  は変化する。

### 3.5.3 SEL 信号生成回路の三角波の設計

図 3.23 に示すように、tri1 (tri2) の振幅によって、 $\Delta v_{c1}$  に対する、 $\Delta T_{o1}$  は変化する。tri1、tri2 の設計の際には、まず仕様によって決まる  $I_{o1}$  と  $I_{o2}$  の最大値から、 $i_L$  の最大面積を求める。その面積 (負荷電流) を生成する



ために必要な制御時間を求める。電流値固定型鋸歯状波生成回路を用いることで、 $I_{o1}$ 、 $I_{o2}$  から  $v_{c1}$  と  $v_{c2}$  は決定されるため、その  $v_{c1}$ 、 $v_{c2}$  と tri1、tri2 から面積を生成できるだけの  $T_{o1} : T_{o2}$  となるように tri1 と tri2 の振幅を設計する。

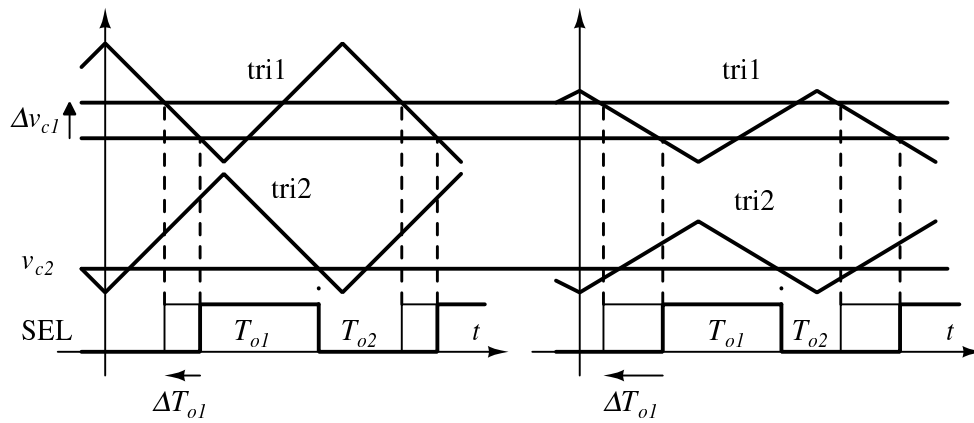


図 3.23: 三角波の振幅、 $\Delta v_{c1}$ 、 $\Delta T_{o1}$  の関係

### 3.6 シミュレーション

提案方式の動作を確認するために、図 3.4 に示す降圧 降圧形 SIDO コンバータの sawtooth ブロックに 図 3.6(a) の電流値固定型鋸歯状波生成回路を、SEL ブロックには図 3.20(a) に示す提案回路を用いて、シミュレーションを行った。シミュレーションには SIMPLIS を用いた。表 3.1 にシミュレーションパラメータを示す。まず、負荷電流を  $I_{o1} = 0.5\text{A}$ 、 $I_{o2} = 0.5\text{A}$  とし、 $T_{o1} : T_{o2}$  を変化させたときの一巡伝達特性を検証した。ただし、DCM では負荷電流に伴い一巡伝達特性が変化するため、本検証は負荷電流は  $0.5\text{A}$  で固定し、制御時間比率を提案方式に制御ループで決定するのではなく、制御時間を決定する回路ループは切り、外部信号を用いて意図的に変化させ行う。 $T_{o1} : T_{o2}$  はおよそ  $1 : 1$  から  $1 : 10$  に変化させている。従来方式と提案方式の  $T_{o1} : T_{o2}$  の変化に対する一巡伝達特性の変化をそれぞれ図 3.24、図 3.25 に示す。両図ともに、制御時間比率が  $1 : 10$  の場合が Gain1、Phase1 であり  $1 : 1$  の場合が Gain2、Phase2 である。図 3.24 では、 $T_{o1} : T_{o2}$  の変化に対して、ゲイン特性が変化している。ゼロクロス周波数が変化したことによって、位相余裕が約  $52^\circ$  から約  $23^\circ$  とおよそ  $30^\circ$  減少し、安定性を欠いていることがわかる。図 3.25 ではゲイン特性が変化しておらず、位相余裕を一定に保つことができ、安定性を保持できている。提案方式において、制御時間比率が変化した場合でも安定性を保証できることを確認した。

次に、提案方式の制御ループを完全に接続し基本特性を検証する。図 3.26 に  $I_{o1} = 10\text{A}$ 、 $I_{o2} = 0.1\text{A}$  としたときの、電源投入時から出力電圧が、目標電圧に収束するまでのトランジェント解析結果を示した。 $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$  共に、参照電圧  $V_{ref1}$ 、 $V_{ref2}$  の  $5\text{V}$ 、 $4\text{V}$  に収束していることが確認できる。

図 3.27 に同条件の  $v_{o1}$  と  $v_{o2}$  のリプル特性を示す。 $v_{o1}$  のリプル電圧は  $40\text{mV}$  と  $1\%$ 未満であり、 $v_{o2}$  のリプル電圧は  $1\text{mV}$  以下である。

次に  $I_{o2}$  を  $1\text{A}$  とし、 $I_{o1}$  を  $1\text{A} / 2\text{A} / 4\text{A} / 2\text{A} / 1\text{A}$  と変化させたときの負荷応答特性を図 3.28 に示す。図 3.28 において  $v_{o1}$  のセルフレギュレーションのアンダーシュートは  $2\text{A} / 4\text{A}$  のときで  $30\text{mV}$  であり、 $v_{o2}$  のクロスレギュレーションは  $1\text{mV}$  以下である。

最後に負荷電流を  $I_{o1} = 10\text{A}$ 、 $I_{o2} = 0.1\text{A}$  ( $I_{o1} : I_{o2} = 100 : 1$ ) とした場合と、 $I_{o1} = 1\text{A}$ 、 $I_{o2} = 1\text{A}$  ( $I_{o1} : I_{o2} = 1 : 1$ ) とした場合、 $I_{o1} = 0.1\text{A}$ 、 $I_{o2} = 10\text{A}$  ( $I_{o1} : I_{o2} = 1 : 100$ ) とした場合の SEL、 $i_L$  の波形をそれぞれ図 3.29、図 3.30、図 3.31 に示す。図 3.30 において、負荷電流比  $I_{o1} : I_{o2}$  が  $1 : 1$  のとき、制御時間比  $T_{o1} : T_{o2}$  はほぼ  $1 : 1$  となっている。図 3.29、図 3.31 に

において、 $I_{o1} : I_{o2}$  が 100 : 1、1 : 100 と差がある場合は、 $T_{o1} : T_{o2}$  を変動させ負荷電流の大きい側の制御時間が増加している。この動作により、大きな負荷電流差でも安定して所望の負荷電流を供給することができる。

表 3.1: シミュレーション条件

入力電圧 $v_{in}$	10V
出力電圧 $v_{o1}$	5.0V
出力電圧 $v_{o2}$	4.0V
負荷電流 $I_{o1}$	0.1~10A
負荷電流 $I_{o2}$	0.1~10A
参照電圧 $V_{ref1}$	5V
参照電圧 $V_{ref2}$	4V
インダクタ $L$	$0.5\mu\text{H}$
出力容量 $C_{o1}, C_{o2}$	$470\mu\text{F}$
動作周波数 $f$	200kHz

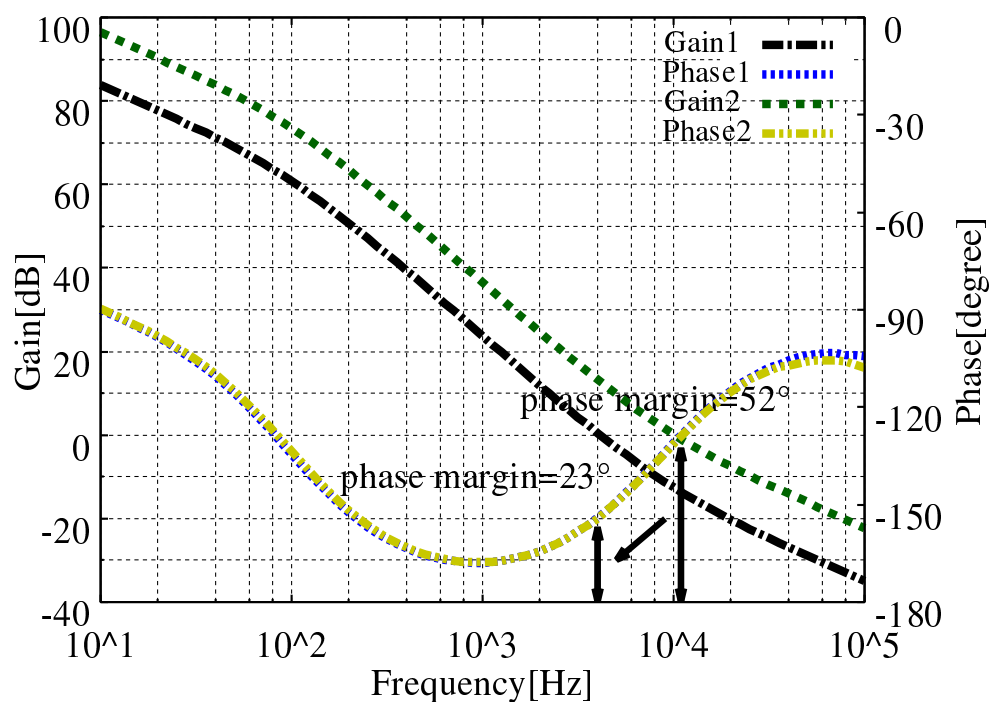


図 3.24: 従来方式における一巡伝達特性

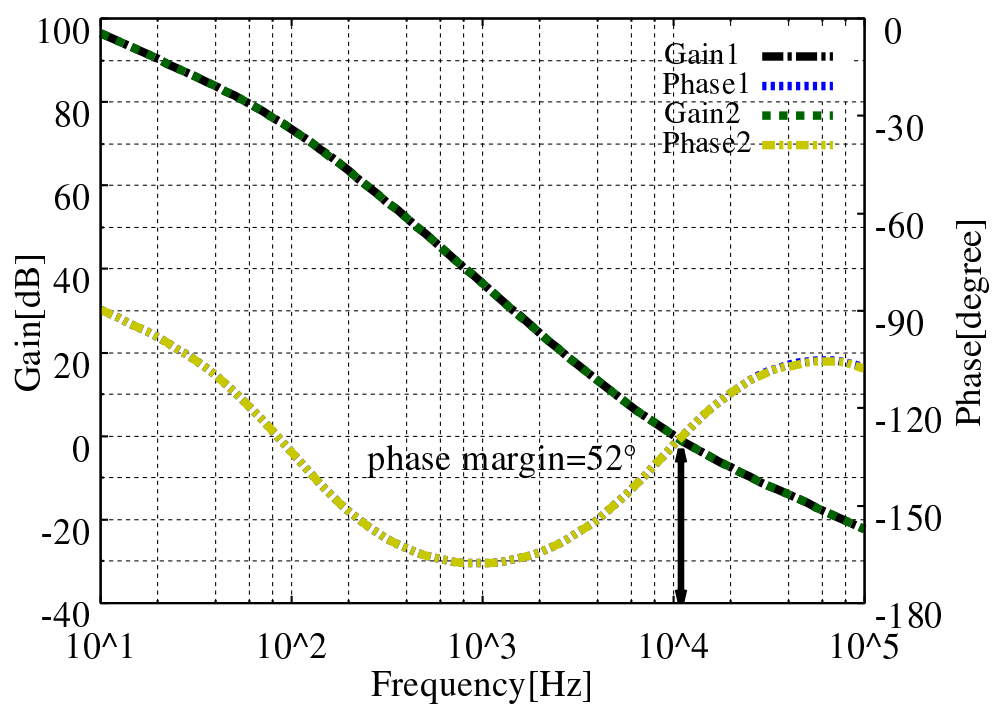


図 3.25: 提案方式における一巡伝達特性

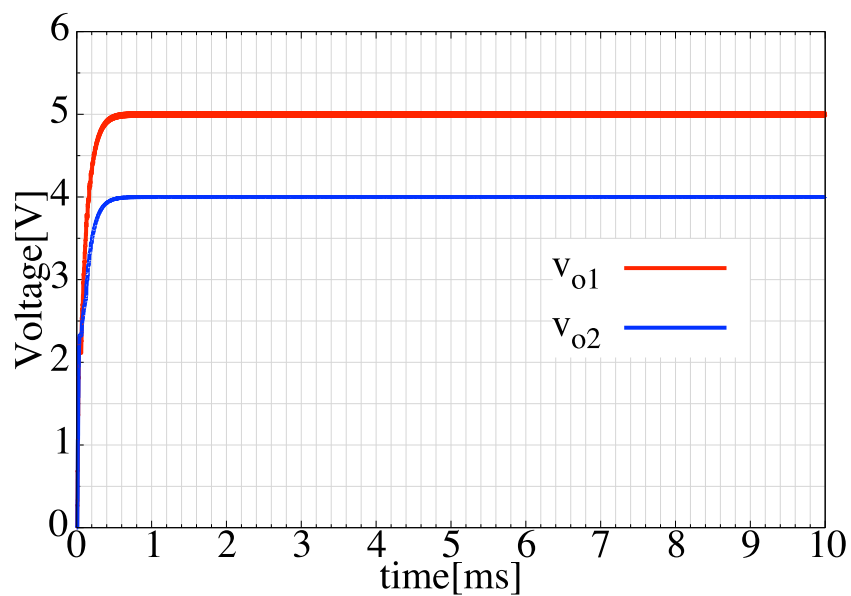


図 3.26:  $v_{o1}, v_{o2}$  トランジェント解析結果

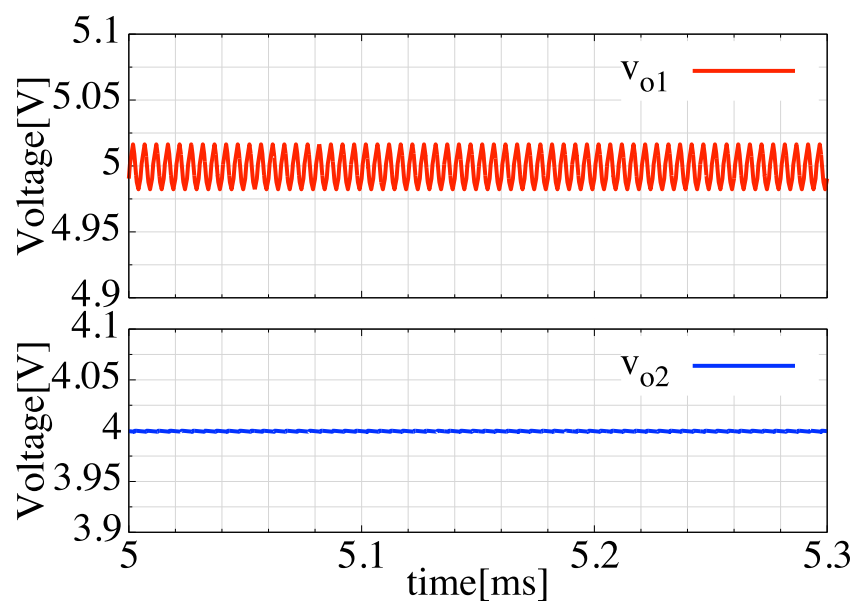


図 3.27:  $v_{o1}, v_{o2}$  リプル特性

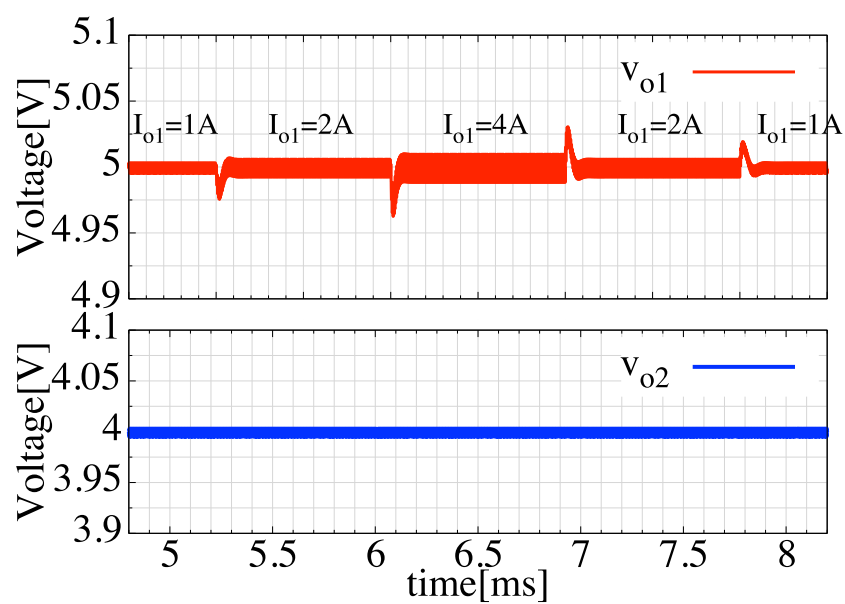


図 3.28:  $v_{o1}$  セルフレギュレーション特性,  $v_{o2}$  クロスレギュレーション特性

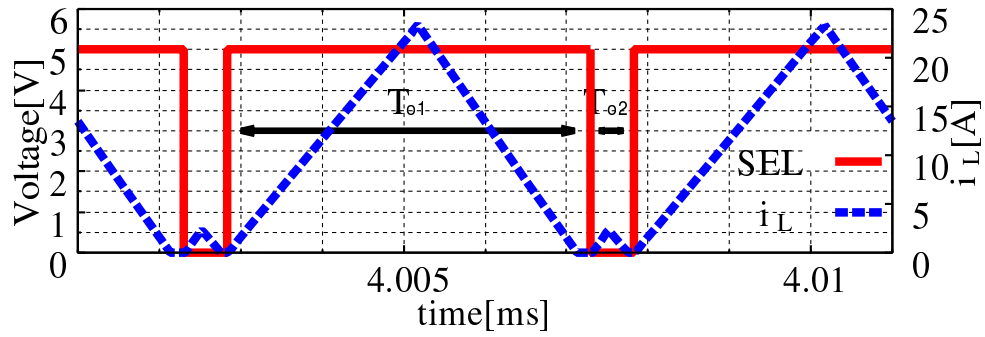


図 3.29:  $I_{o1} = 10A, I_{o2}=0.1A(I_{o1}:I_{o2}=100:1)$  の場合の SEL,  $i_L$  波形

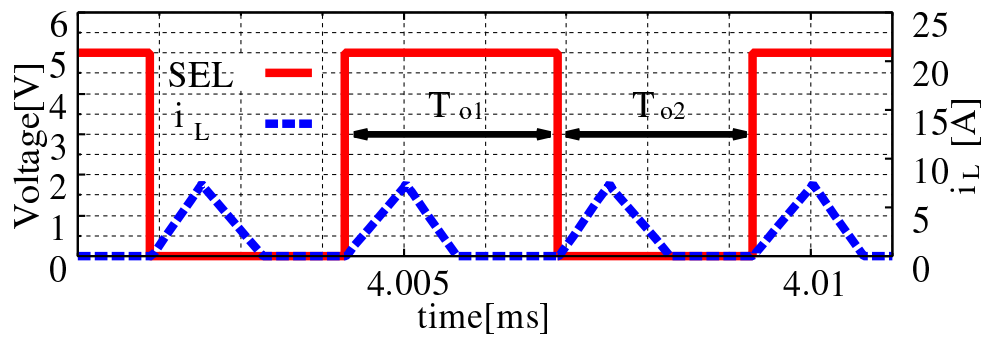


図 3.30:  $I_{o1} = 1A, I_{o2}=1A(I_{o1}:I_{o2}=1:1)$  の場合の SEL,  $i_L$  波形

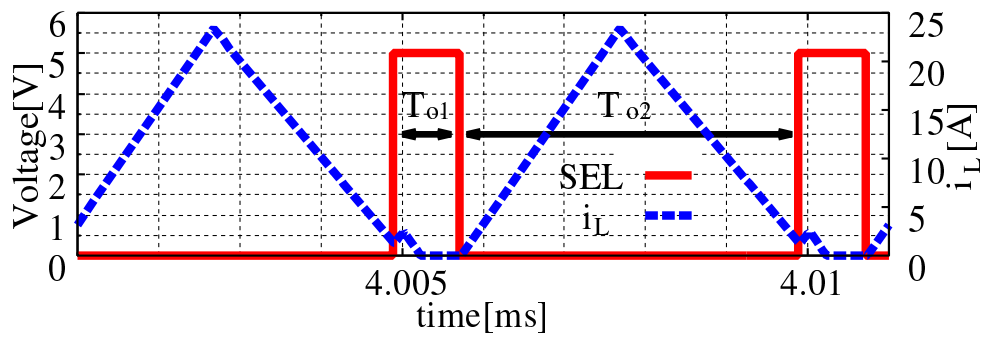


図 3.31:  $I_{o1} = 0.1A, I_{o2}=10A(I_{o1}:I_{o2}=1:100)$  の場合の SEL,  $i_L$  波形

### 3.7 まとめと今後の課題

本章では、従来方式で提案されたパルス幅可変型鋸歯状波生成回路における問題点を述べ、一巡伝達特性を一定に保ち、様々な条件下でも安定性を保証できる新方式を提案した。シミュレーションの結果、提案方式では一巡伝達特性を変化させずに、位相余裕を一定に保ち、安定性を保持できることを確認した。また  $I_{o1} : I_{o2} = 10\text{A} : 0.1\text{A}$  (100:1) の電流差での動作を確認した。この時の  $v_{o1}$ 、 $v_{o2}$  リプル特性は共にそれぞれ 40mV、1mV 以下であった。また  $I_{o1}$  の 2A / 4A の負荷変動に対しても、セルフレギュレーションが 30mV、クロスレギュレーションは 1mV 以下であった。

今後の課題は、電流連続モードでの動作や出力数が増加した場合でも、提案回路が適応可能か確認することである。

## 第4章 電流共振形コンバータの 効率に関する検討

### 4.1 電流共振形コンバータ

#### 4.1.1 回路構成と特徴

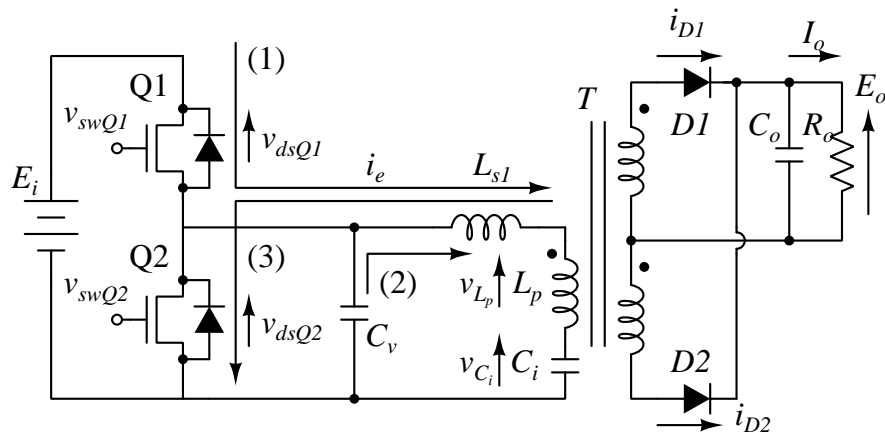


図 4.1: 電流共振形コンバータの回路構成

図 4.1 に電流共振形コンバータの概略回路図を示す。一次回路はハーフブリッジ構成になっており、2つのスイッチ Q1 と Q2 の接続点とアースの間に、トランスの一次巻線と電流共振コンデンサ  $C_i$  が直列に接続されている。また、電圧共振コンデンサ  $C_v$  が、スイッチ Q2 に並列接続されている。二次回路は全波整流回路になっている。 $L_{s1}$  が一次側リーケージインダクタ、 $L_p$  が励磁インダクタである。

スイッチ Q1、Q2 を固定時比率 0.5 でオン・オフさせ、二次側に電力を供給する。スイッチ Q1、Q2 がオンしている期間は電流共振しており、スイッチの動作周波数を変化させ出力電圧を制御する。また、電圧共振を利用してスイッチを ZVS させている。以上のことから、SMZ (



Soft-switched Multi-resonant Zero-cross) コンバータとも呼ばれている。コストはやや高いが ZVS 制御をしているため効率が良く、現在テレビなどの家電製品や AC アダプタなど、幅広い用途に使用されている。

#### 4.1.2 動作原理

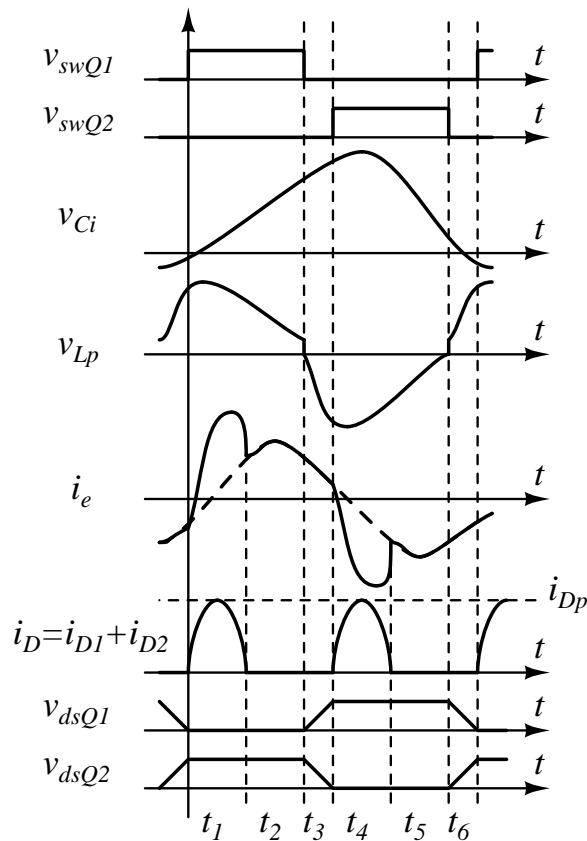


図 4.2: 電流共振形コンバータの動作波形の一例

図 4.2 に電流共振形コンバータの動作波形の一例を示す。図 4.1 の回路図と共に基本動作を説明する。期間  $t_1$  において、 $v_{swQ1}$  が H になり、Q1 が ON すると、図 4.1 内の (1) で示す経路で励磁電流  $i_e$  が流れる。 $i_e$  により励磁インダクタ  $L_p$  に電圧  $v_{Lp}$  が発生し、D1 が ON し出力へエネルギーを供給する。電流共振コンデンサ  $C_i$  は励磁電流  $i_e$  によって充電されるため、電流共振コンデンサの電圧  $v_{Ci}$  は上昇していく。期間  $t_1$  の等価回路を図 4.3 に示す。ここで  $L'_{s2}$  は二次側のリーケージインダクタンスを

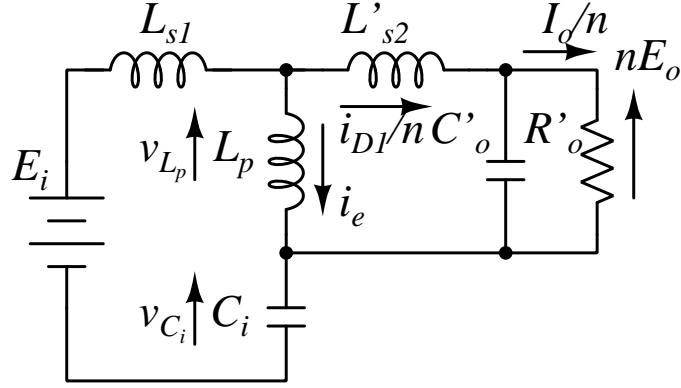


図 4.3: 期間  $t_1$  の等価回路

一次側に換算したものであり一次側リーケージインダクタンス  $L_{s1}$  にほぼ等しくなる。 $C'_o$  は一次側換算の出力コンデンサ、 $R'_o$  は一次側換算の出力抵抗、 $n$  は巻線比である。期間  $t_1$  の共振周波数  $f_0$  は図 4.3 より以下の式で表される。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_i}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{s1} + \frac{L_p L'_{s2}}{L_p + L'_{s2}}) C_i}} \quad (4.1)$$

$v_{C_i}$  の上昇に伴い、 $v_{L_p}$  が減少していき、 $D1$  が OFF する期間を  $t_2$  とする。期間  $t_2$  の等価回路は図 4.4 で表される。期間  $t_2$  の共振周波数  $f_1$  は図 4.4 より以下の式で表される。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_{s1}) C_i}} \quad (4.2)$$

$v_{swQ1}$  が L になり、Q1、Q2 共に OFF の期間 (Dead Time) を  $t_3$  とする。期間  $t_3$  の等価回路を図 4.5 に示す。

電圧共振コンデンサ  $C_v$  と  $L_{s1}$ 、 $L_p$ 、 $C_i$  の共振により、図 4.1 内の (2) に示す経路で  $C_v$  から  $C_i$  へ電流が流れるため、 $v_{C_v}$  は減少し、Q2 の  $v_{dsQ2}$  が減少していく。期間  $t_3$  の共振周波数  $f_2$  は図 4.5 より以下の式で表される。

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_{s1})\left(\frac{C_i C_v}{C_i + C_v}\right)}} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_p + L_{s1}) C_v}} \quad (4.3)$$

期間  $t_3$  の共振によってスイッチ Q2 の  $v_{dsQ2}$  が 0 になると、 $v_{swQ2}$  が H になり Q2 が ON し、期間  $t_4$  に移行する。 $C_i$  と  $L_p$ 、 $L_{s1}$  の共振により

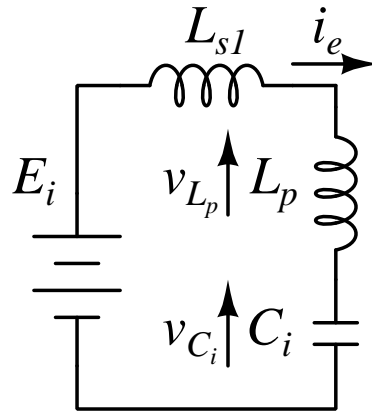


図 4.4: 期間  $t_2$  の等価回路

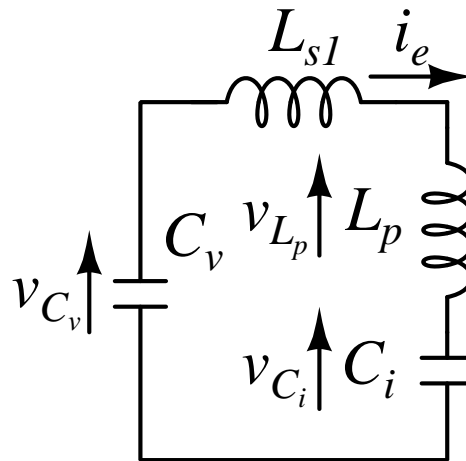


図 4.5: 期間  $t_3$  の等価回路

図 4.1 内の (3) に示す経路で励磁電流  $i_e$  が流れる。期間  $t_1$  と逆方向に  $v_{L_p}$  が発生するため、二次側では  $D2$  が ON し出力へエネルギーを供給する。後の動作は期間  $t_1 \sim t_3$  と同様である。期間  $t_4$  の共振周波数は  $f_0$  と等しく、期間  $t_5$  の共振周波数は  $f_1$  に、期間  $t_6$  の共振周波数は  $f_2$  に等しい。以上の動作を繰り返すことで、ZVS を行いながら出力へエネルギーを供給する。

負荷電流  $I_o$  を引いていない場合の励磁電流  $i_e$  は、図 4.2 の点線で示される波形となる。負荷電流  $I_o$  を引くと、出力ダイオードに流れる電流  $i_D$  が励磁電流  $i_e$  に重畳され、実線で示すような波形となる。

### 4.1.3 出力特性

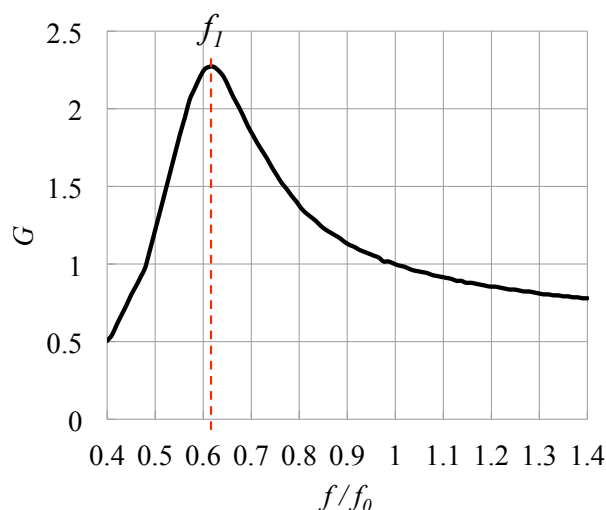


図 4.6: 電流共振形コンバータの出力特性の一例

図 4.6 に電流共振形コンバータの出力特性の一例を示す。図 4.6 は動作周波数  $f$  と、昇降圧比  $G$  (=出力電圧/入力電圧) の関係である。電流共振形コンバータの昇降圧比  $G$  は動作周波数が  $f_1$  の時にピークとなる。動作周波数が上昇すると、電流共振コンデンサ  $C_i$  のインピーダンスが小さくなり、共振電圧が 0 に近づいていくため、 $f_1$  より高い周波数領域では  $f$  の増加に伴い  $G$  は減少する。電流共振形コンバータは  $f_1$  より高い周波数領域で使用される。

## 4.2 トランスのリーケージインダクタンスと各損失の関係

### 4.2.1 トランスのコア損失 (鉄損)

図 4.7 に電流共振形コンバータにおいて、 $f_0$  を一定にしたときの、 $L_{s1}$  と自己インダクタンス  $L_1 (=L_{s1} + L_p)$  の比率  $L_{s1} / L_1$  が変化した場合の昇降圧比  $G$  と動作周波数  $f$  の関係を示す。図 4.7 から、 $L_{s1} / L_1$  が大きくなると  $G$  がピークとなる  $f_1$  が上昇し、同じ  $G$  を保つための動作周波数が上昇することがわかる。コア損失はヒステリシス損失と渦電流損失で占め

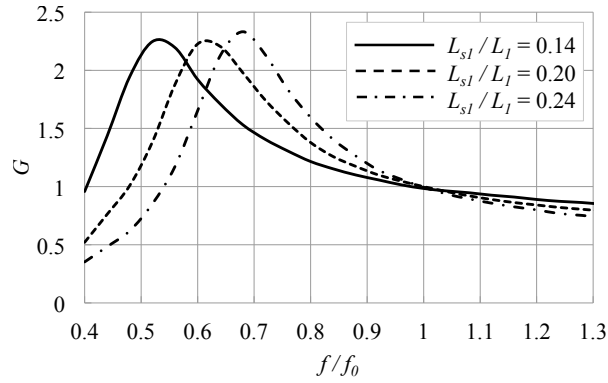


図 4.7:  $L_{s1}/L_1$  の変化に対する出力特性の変化

られるが、両方とも動作周波数の上昇に伴い増加する。以上より、 $L_{s1}/L_1$  大きくなるとコア損失が増加することがわかる。

#### 4.2.2 出力のダイオード損失

電流共振形コンバータにおいて、出力ダイオードが ON している期間  $t_1$ 、 $t_4$  の共振インピーダンス  $Z_0$  は以下の式で表される。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_i}} = 2\pi f_0 L_s = 2\pi f_0 \left( L_{s1} + \frac{L_p L'_{s2}}{L_p + L'_{s2}} \right) \cong 2\pi f_0 \left( L_{s1} + \frac{L_p L_{s1}}{L_p + L_{s1}} \right) \quad (4.4)$$

式 (4.4) より、 $L_{s1}$  が増加するとほぼ  $L_{s1}$  に比例して  $Z_0$  は増加することがわかる。 $Z_0$  が増加するときの、図 4.2 内のダイオード電流  $i_D$  の変化の様子を図 4.8 に示す。 $Z_0$  が増加すると図 4.8 に示すように、ダイオード電流のピーク値  $i_{Dp}$  が減少し、導通時間  $t_{iD}$  が増加する。図 4.9 に、ダイオード導通時間と損失の関係を示す。同じ平均順電流  $I_F$  で見ると、一周期  $T_s$  に対する導通時間  $t_{iD}$  が大きいほど、損失が少ないことがわかる。以上より、 $L_{s1}$  が増加するとダイオードでの損失は減少することがわかる。

本研究では、リーケージインダクタンスの増加に伴い増加するコア損失と減少するダイオードでの損失の和が最小となり、効率が最も良くなるリーケージインダクタンスの最適値を実験により明らかにすることを目的とする。

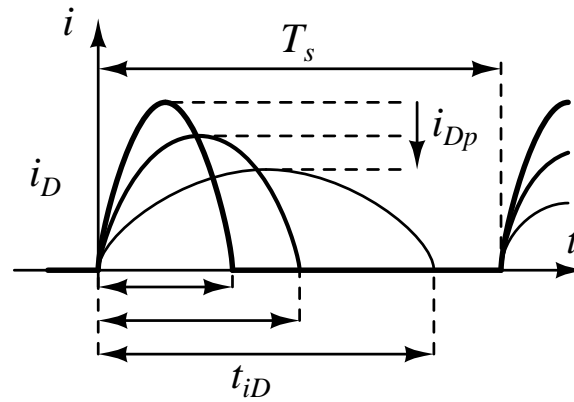


図 4.8:  $Z_0$  が変化するときのダイオード電流波形の変化

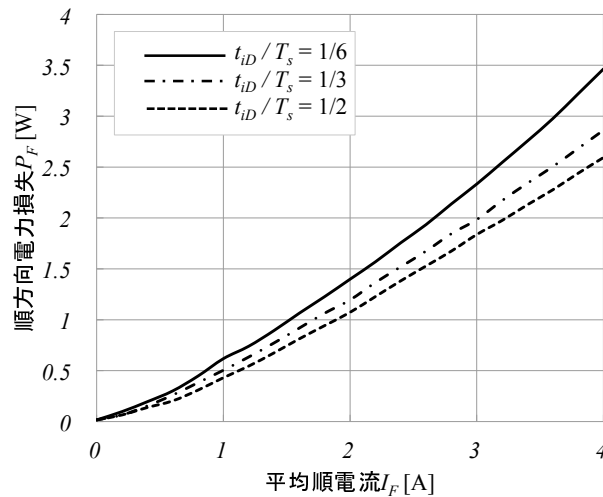


図 4.9: ダイオードの導通時間と損失の関係

## 4.3 効率測定実験

### 4.3.1 トランスサンプルの作成

今回、実験に用いるトランスサンプルを 2 種類用意した。サンプル (i) は自己インダクタンス  $L_1$  を一定にし、 $L_{s1} / L_1$  を変化させたもの、サンプル (ii) は励磁インダクタンス  $L_p$  を一定にし、 $L_{s1} / L_1$  を変化させたものである。

### 4.3.2 測定条件の決定

#### 電圧共振コンデンサ $C_v$ の調整

電流共振形コンバータは図 4.2 の期間  $t_3$  と  $t_6$  の共振を使って ZVS を行う。期間  $t_3$ 、 $t_6$  の共振周波数  $f_2$  は式 (4.3) で表されるが、 $f_2$  は  $L_{s1}$  と  $L_p$  によって変動するため、トランスサンプルを付け替えることによって  $f_2$  が変動することになる。 $f_2$  が変化すると ZVS が正常に行えなくなるため、実験では  $f_2$  が一定となるように、式 (4.3) を用いて電圧共振コンデンサ  $C_v$  をトランスサンプルによって調節し測定を行う。

#### 電流共振コンデンサ $C_i$ の調整

式 (4.1) で表される期間  $t_1$  と  $t_4$  の共振周波数  $f_0$  は、 $L_{s1}$  と  $L_p$  によって変動する。 $f_0$  も一定となるように電流共振コンデンサ  $C_i$  を調節した。 $f_0$  は MOSFET のスイッチング速度、トランスのコア損失、ノイズの面から今回は 100kHz とした。

### 4.3.3 実験パラメータ

表 4.1 と表 4.2 に各トランスサンプルのパラメータと実験に使用した  $C_v$  と  $C_i$  の値を示す。また表 4.3 にはトランスサンプル (i) と (ii) で共通するパラメータを示した。入力電圧には AC100V を使い、コンバータの出力電圧は DC24V である。また、負荷電流は 1、2、3A の場合で測定を行った。

### 4.3.4 効率の測定結果

実験に使用した測定回路の概略図を図 4.10 に示した。今回の実験での効率とは、以下の式に示すように AC / DC の効率と定義する。

$$\text{効率} = \frac{\text{DC 出力電力}}{\text{AC 入力電力}} \times 100[\%] \quad (4.5)$$

(i)、(ii) のトランスサンプルを用いた効率の測定結果をそれぞれ図 4.11、図 4.12 に示す。両図共に、負荷電流  $I_o$  が 2A、3A のときは  $L_{s1} / L_1$  が

表 4.1: サンプル (i) のトランスの静特性と回路定数

サンプル	1	2	3	4
$L_{s1}$ [uH]	11.2	16.0	16.9	22.2
$L_p$ [uH]	98.9	114	92.1	93.8
$L_{s1}/L_1$ [%]	10.15	12.3	15.5	19.1
$C_v$ [pF]	600	470	610	560
$C_i$ [uF]	0.12	0.1	0.082	0.062
Gap [mm]	$0.225 \times 2$	$0.20 \times 2$	$0.25 \times 2$	$0.25 \times 2$
一次側巻線抵抗 $R_m$ [m $\Omega$ ]	228.7	225.4	212.0	212.0
$S1$ 巻線抵抗 $R_{m1}$ [m $\Omega$ ]	66.2	66.0	66.1	66.3
$S2$ 巻線抵抗 $R_{m2}$ [m $\Omega$ ]	66.8	67.1	66.1	66.3

表 4.2: サンプル (ii) のトランスの静特性と回路定数

サンプル	1	2	3	4
$L_{s1}$ [uH]	11.8	16.0	16.9	22.8
$L_p$ [uH]	111.2	114	113.5	114.1
$L_{s1}/L_1$ [%]	9.6	12.3	13.0	16.7
$C_v$ [pF]	500	470	470	440
$C_i$ [uF]	0.11	0.1	0.082	0.062
Gap [mm]	$0.20 \times 2$	$0.20 \times 2$	$0.188 \times 2$	$0.2 \times 2$
一次側巻線抵抗 $R_m$ [m $\Omega$ ]	229.1	225.4	212.3	212.1
$S1$ 巻線抵抗 $R_{m1}$ [m $\Omega$ ]	66.6	66.0	66.0	65.0
$S2$ 巻線抵抗 $R_{m2}$ [m $\Omega$ ]	66.0	67.1	65.2	65.1

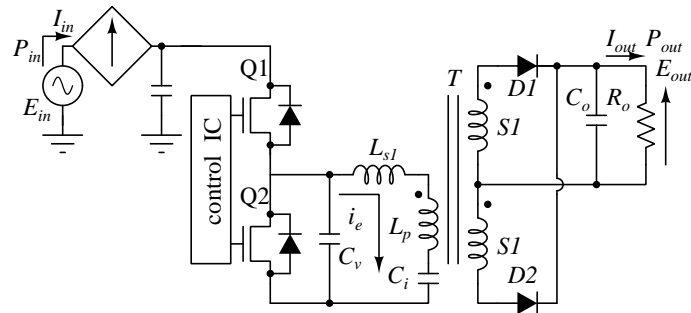


図 4.10: 実験回路概略図



表 4.3: トランスの仕様及び動作電圧・電流

フェライトコア型名	EK28/34D
有効磁路長 $l$ [mm]	74.98
有効断面積 $S$ [mm <sup>2</sup> ]	79.21
有効断面積 $V$ [mm <sup>3</sup> ]	5938.81
一次巻線巻数 $N_1$ [回]	21
二次巻線 $S1$ の巻数 $N_{s1}$ [回]	6
二次巻線 $S2$ の巻数 $N_{s2}$ [回]	6
入力電圧 $E_{in}$ [V]	AC100
出力電圧 $E_{out}$ [V]	DC24
負荷電流 $I_o$ [A]	1,2,3

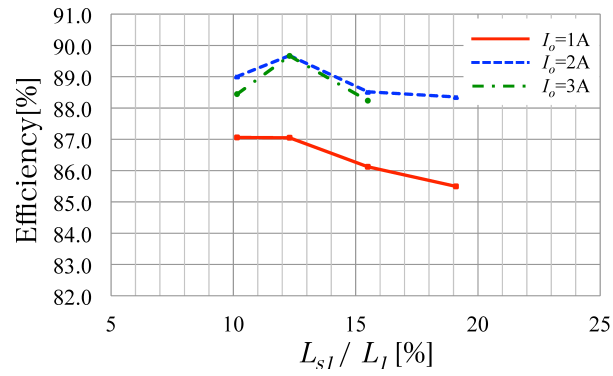


図 4.11: サンプル (i) の効率測定結果

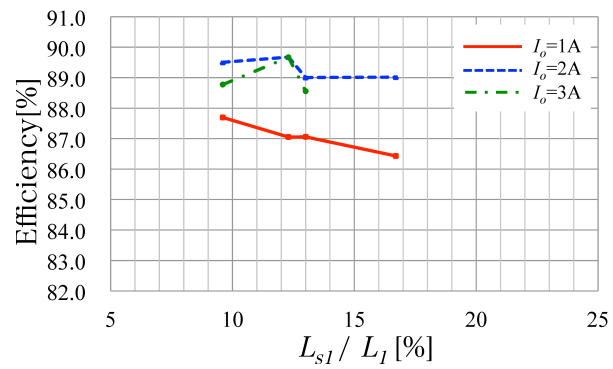


図 4.12: サンプル (ii) の効率測定結果

12.3% である 2 サンプルの効率が高くなっていることがわかる。負荷電流  $I_o$  が 1A のときは  $L_{s1} / L_1$  が小さい方が効率が良いことがわかる。負荷電流が少ないときは出力ダイオードでの損失が相対的にトランスのコア損失と比較して小さくなることが要因と考えられる。

## 4.4 $B_{max}$ を一定にした場合の効率の導出

今回作成したトランスサンプルは、各サンプルによって励磁インダクタンス  $L_p$  が変化している。励磁インダクタンス  $L_p$  が変化すると図 4.13 に示すように、トランスの  $B-H$  特性に差が変化する。励磁インダクタンス  $L_p$  の違いによって、サンプルによって磁束密度の最大値  $B_{max}$  が異なり、一周周期当たりの損失に差が生じる。動作周波数の変動以外の影響を排除するため上記の差を計算によって換算を行う。本節では上記の損失の換算方法について述べる。

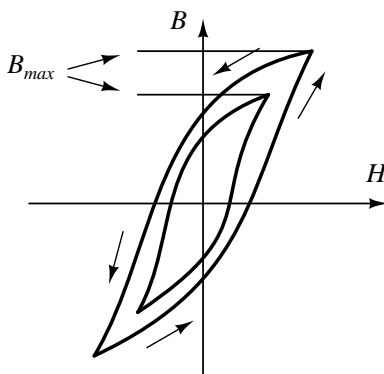


図 4.13: 励磁インダクタンス  $L_p$  の違いによる磁束密度の最大値  $B_{max}$  の変化

### 4.4.1 コア損失の換算

今回実験に用いたトランスのコア損失  $P_{cv}$  と Flux density (磁束密度) の関係を図 4.14 に示す。図 4.14 より、単位体積当たりのコア損失  $P_{cv}$  と磁束密度  $B$  及び、動作周波数  $f$  の相関関係は以下の式で表される。

$$P_{cv} = 0.000091 \times f^{1.528} \times B^{2.860} \times 10^3 [W/m^3] \quad (4.6)$$

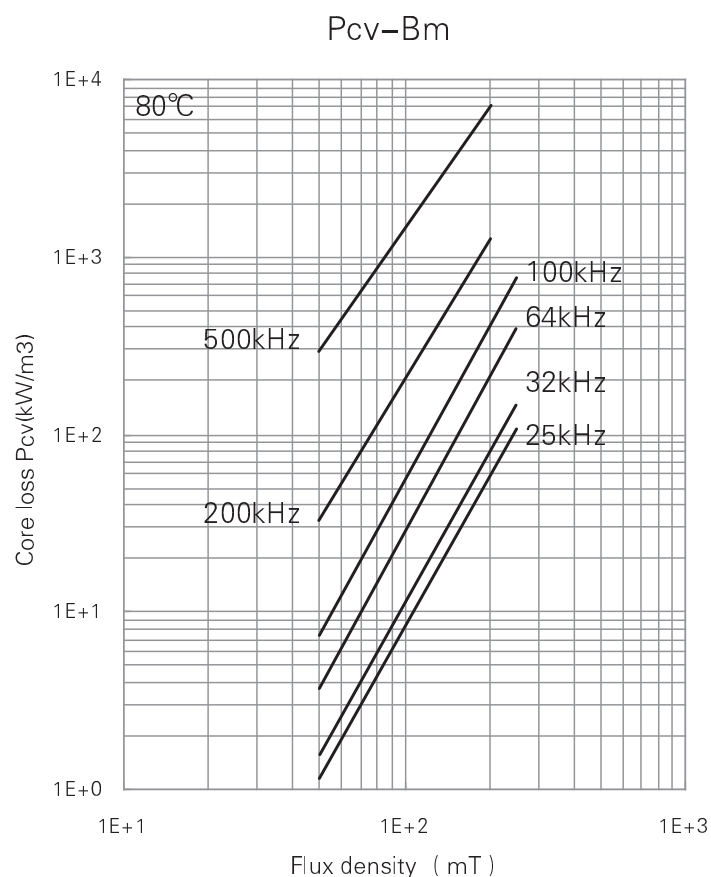


図 4.14: トランスのコア損失  $P_{cv}$  と Flux density、動作周波数の関係

ただし、式 (4.6) は 25~100kHz での平均を用いた相関関係である。式 (4.6) を用いて、コア損失を算出する。動作周波数  $f$  は効率の測定時と同じ条件で測定した。また、磁束密度  $B$  は以下の式で算出される。

$$B = \frac{i_e L_p}{N_1 S} \quad (4.7)$$

励磁電流  $i_e$  は動作周波数の測定と同様に効率の測定時と同じ条件で測定する。 $L_p$  には表 4.1 と表 4.2 に示す値を用い、一次巻線巻き数  $N_1$ 、有効断面積  $S$  には表 4.3 に示す値を用いる。上記の値を用いて、効率の測定条件でのトランスのコア損失  $P_{cv\_ex}$  を導出する。

次に磁束密度  $B$  を一定にした時のコア損失  $P_{cv\_cal}$  を計算する。今回一定にする  $B_{cal}$  は 120 [mT] とした。動作周波数  $f$  には、 $P_{cv\_ex}$  の導出と同じ、実験の測定値を用いる。

上記手順で  $P_{cv\_ex}$  と  $P_{cv\_cal}$  を計算し、2つの差分を求め図4.11、図4.12の実験結果に換算する。以上の方法で  $B_{max}$  が異なることによるコア損失の差分を排除する。

ただし、磁束密度を一定にするためには式(4.7)より、励磁電流  $i_e$  によって、帳尻をあわせる必要がある。磁束密度を一定にするための励磁電流の計算値  $i_{e\_cal}$  は、実験条件での測定値とは異なる。そのため、励磁電流の測定値  $i_{e\_ex}$  と計算値  $i_{e\_cal}$  の場合では銅損に差が生じている。次節で、磁束密度を一定にすることによって発生した、銅損の差を換算する手順を説明する。

#### 4.4.2 銅損の換算

銅損  $P_r$  はトランスの巻線に流れる電流の実効値  $i_{rms}$  と巻線抵抗  $R_m$  で発生する損失であり以下の式で導出される。

$$P_r = i_{rms}^2 \times R_m \quad (4.8)$$

銅損は1次側、2次側について求める。まず効率の測定条件での銅損  $P_{r\_ex}$  を求めるために、同条件での一次巻線に流れる電流の実効値  $i_{rms1\_ex}$  と、二次巻線に流れる電流の実効値  $i_{rms2\_ex}$  を測定する。巻線抵抗は表4.1と表4.2に示す値を用いる。上記の値を式(4.8)に代入し、 $P_{r\_ex}$  を導出する。

次に磁束密度  $B$  を一定にした時の励磁電流の計算値  $i_{e\_cal}$  のときの銅損を算出する。しかし、 $i_{e\_cal}$  の場合での一次巻線に流れる電流  $i_{rms1\_cal}$  と  $i_{rms2\_cal}$  は、効率測定条件と同じ条件では測定できない。そこで、 $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms1\_ex}$ 、 $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms2\_ex}$  の相関関係をグラフ化し、その相関関係より、 $i_{e\_cal}$  の場合での一次巻線に流れる電流  $i_{rms1\_cal}$  と  $i_{rms2\_cal}$  を求めることとする。

図4.15と図4.16にサンプル(i)の  $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms1\_ex}$ 、 $i_{rms2\_ex}$  の相関関係を、図4.17と図4.18にサンプル(ii)の  $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms1\_ex}$ 、 $i_{rms2\_ex}$  の相関関係を示す。これらの相関関係を用いて、 $i_{e\_cal}$  の場合での一次巻線に流れる電流  $i_{rms1\_cal}$  と  $i_{rms2\_cal}$  を求め、磁束密度を一定にした場合での銅損  $P_{r\_cal}$  を式(4.8)を用いて算出する。そして  $P_{r\_ex}$  と  $P_{r\_cal}$  の差分を図4.11、図4.12の実験結果に換算する。以上が損失の換算方法である。

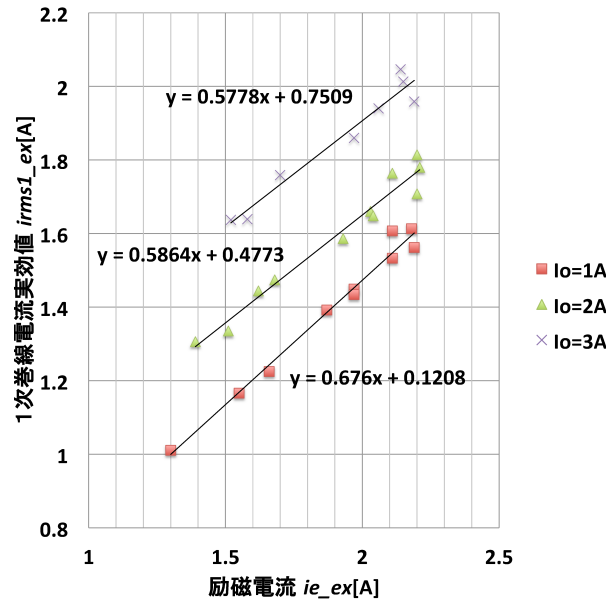


図 4.15: サンプル (i) における  $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms1\_ex}$  の関係

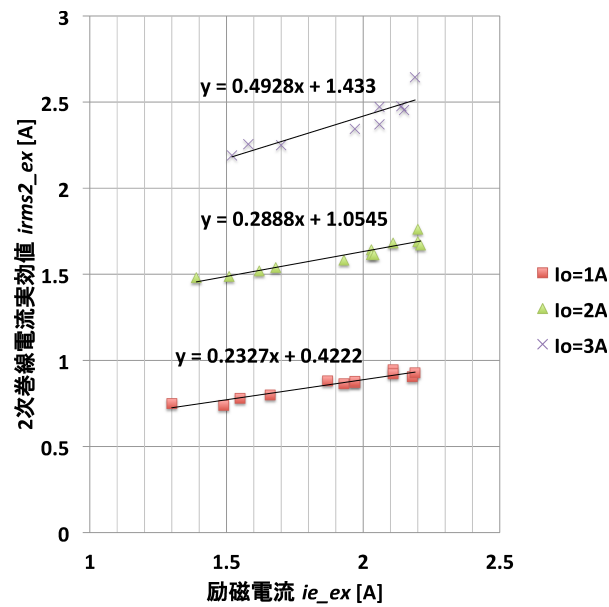


図 4.16: サンプル (i) における  $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms2\_ex}$  の関係

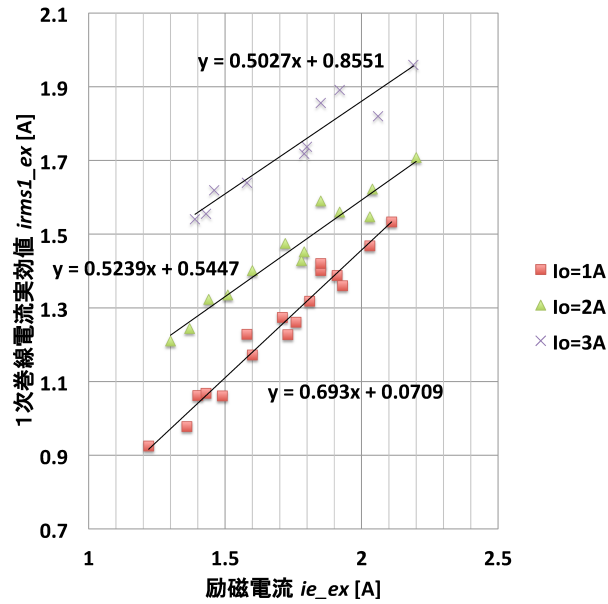


図 4.17: サンプル (ii) における  $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms1\_ex}$  の関係

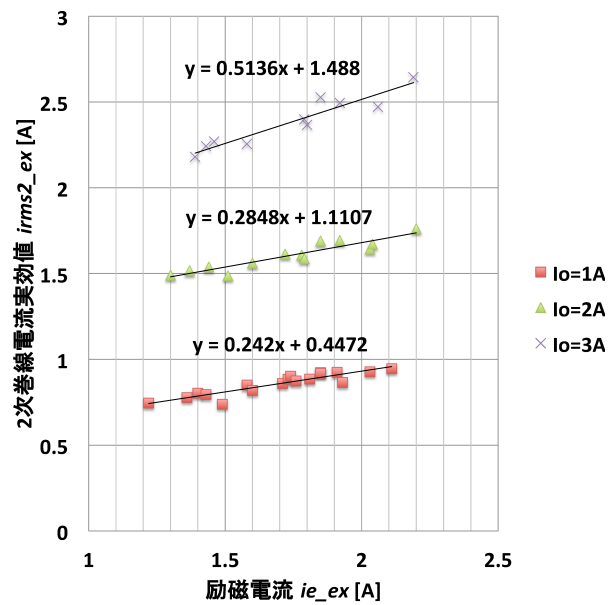


図 4.18: サンプル (ii) における  $i_{e\_ex}$  と  $i_{rms2\_ex}$  の関係

## 4.5 最終結果とまとめ

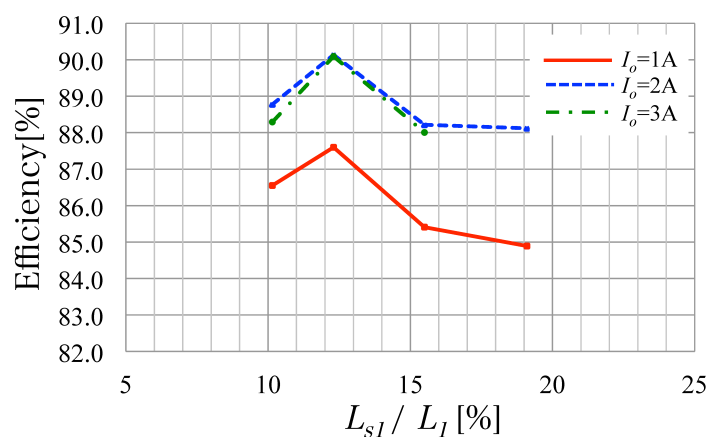


図 4.19:  $B$  を一定にしたときのサンプル (i) の効率

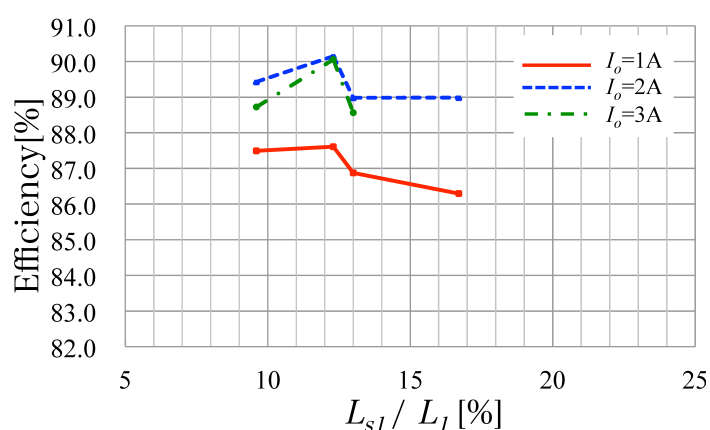


図 4.20:  $B$  を一定にしたときのサンプル (ii) の効率

図 4.19、図 4.20 に、前節で述べた損失の換算を行った最終的な効率の実験結果を示す。(i)、(ii) のサンプル共に、 $L_{s1} / L_1$  が 12.3% のトランスが最も効率が高いことがわかる。

本研究では、電流共振形コンバータの効率における、リーケージインダクタンスの最適値を、リーケージインダクタンスと自己インダクタンスの比率を変化させた 2 種のトランスサンプルを用いた実験により明らかにした。実験の結果、現在の一般的な条件である最高共振周波数  $f_0$  を 100kHz とした場合、効率が最良となるリーケージインダクタンスの比率は 12.3% であることがわかった。

## 参考文献

- [1] 原田 耕介, “ スイッチングコンバータの基礎, ” コロナ社, 2004 年 11 月 .
- [2] 白石尚也, 小堀康功, 高井伸和, 築地伸和, 金谷浩太郎, 田中駿祐, 小林春夫, “ 適応 PWM 方式 SIDO 電源回路の検討, ” 第 27 回 回路とシステムワークショップ, pp.19-24, August 2014.
- [3] 高井伸和, 白石尚也, 小堀康功, 築地伸和, 金谷浩太郎, 田中駿祐, 小林春夫, “ 大きい負荷電流差に対応可能な単一インダクタ 2 出力 DC-DC converter の提案, ” 電子情報通信学会論文誌, J98-A, No.8, pp.502-509, Aug 2015.
- [4] 落合政司, “ スイッチング電源の原理と設計, ” 株式会社オーム社, 2015 年 3 月 .
- [5] 落合政司, “ 群馬大学アナログ集積回路研究会講演会テキスト, 電源回路の基礎とスイッチングコンバータの原理, ” 2011~2014 .
- [6] 落合政司, “ 群馬大学アナログ集積回路研究会講演会テキスト, 電流共振形コンバータの設計法, ” 2011~2014 .
- [7] 山村英穂, “ トロイダルコア活用百科, ” CQ 出版社, 2011 年 .
- [8] N. Takai, K. Takahashi, H. Yokoo, S. Miwa, K. Tsushida, H. Iwase, H. Kobayashi, T. Odaguchi, S. Takayama, I. Fukui, and J. Matsuda, “ Single inductor bipolar outputs DC-DC converter using charge pump, ” International Analog VLSI Workshop, pp.271-274, Sep 2010.
- [9] W. Xu, X. Zhu, Z. Hong, and D. Killat, “ Design of single-inductor dual-output switching converters with average current mode control, ” IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, pp.902-905, December 2008.



- [10] S.C. Koon, Y.H. Lam, and W.H. Ki, " Integrated charge-control single-inductor dual-output step-up/step-down converter, " International Symposium on Circuits and Systems, pp.3071-3074, May 2005.
- [11] W.H. Ki, and D. Ma, " Single-inductor multiple- output switching converters, " Power Electronics Specialists Conference, vol.1, pp.226-231, June 2001.
- [12] Yoshiki Sunaga, Naoya Shiraishi, Koyo Asaishi, Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, and Haruo Kobayashi, " High Efficiency Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter with ZVS-PWM Control," IEEE 11th International Conference on ASIC, Chengdu, China (Nov. 3-6, 2015).
- [13] Y. Kobori, Q. Zhu, M. Li, F. Zhao, Z. Nosker, S. Shaiful, N. Mohyar, M. Onozawa, and H. Kobayashi, " Single Inductor Dual Output DC-DC Converter Design With Exclusive Control ", IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, Kaohsiung, Taiwan (Dec. 2012).
- [14] N. Tsukiji, Y. Kobori, N. Takai, and H. Kobayashi, " Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter Design With ZVS-PWM Control, " The 17th International Conference on Analog VLSI Circuits, Ho Chi Minh City, Vietnam (Oct. 2014).

# 謝辞

本研究を進めるにあたり、2年間ご指導をいただきました所属研究室の高井伸和准教授に感謝いたします。主査を担当していただき、有益な助言をいただきました小林研究室の小林春夫教授に心より感謝いたします。懇切丁寧にご指導、議論してくださった客員教授の小堀康功教授に深く感謝の意を表します。副査をしていただきました橋本誠司准教授に感謝いたします。電流共振形コンバータの研究として、ご指導いただきました、サンケン電気株式会社の落合政司様に深く感謝の意を表します。小林研究室の築地伸和様、所属研究室の須永祥希様、浅石恒洋様、研究進捗報告会では有益な議論をしていただき大変刺激になりました。感謝いたします。最後に小林研究室および高井研究室の皆様のご協力に深く感謝いたします。

## 研究業績

- [1] 白石尚也, 小堀康功, 高井伸和, 築地伸和, 金谷浩太郎, 田中駿祐, 小林春夫, “ 適応 PWM 方式 SIDO 電源回路の検討 , ” 第 27 回 回路とシステムワークショップ , pp.19-24 , August 2014 .
- [2] 金谷浩太郎, 田中駿祐, 本島大地, 白石尚也, 須永祥希, 築地伸和, 小堀康功, 高井伸和, 小林春夫, “ 疑似アナログ信号を用いたスペクトラム拡散と DC-DC コンバータのスイッチング EMI 低減化 , ” 電気学会 電子回路研究会 , ECT-14-81 , 秋田 ( 2015 年 10 月 )
- [3] 田中駿祐, 小堀康功, 金谷浩太郎, 築地伸和, 白石尚也, 本島大地, 須永祥希, 高井伸和, 小林春夫, “ RC リップルレギュレータ方式を用いた単一インダクタ 2 出力電源 , ” 電気学会 電子回路研究会 , ECT-14-82 , 秋田 ( 2015 年 10 月 )
- [4] N. Shiraishi, Y. Kobori, N. Takai, N. Tsukiji, K. Kaneya, S. Tanaka, and H. Kobayashi, “ SIDO Converter with Variable Control Time Duty, ” The 3rd Solid State Systems Symposium-VLSIs and Semiconductor Related Technologies & The 17th International Conference on Analog VLSI Circuits, Ho Chi Minh City, Vietnam (Oct. 22-24, 2014)
- [5] N. Shiraishi, Y. Kobori, N. Takai, N. Tsukiji, K. Kaneya, S. Tanaka and H. Kobayashi, “ SIDO converter with variable control time ratio, ” GUMI & AMDE, Kiryu, Japan (Dec.5, 2014)
- [6] 須永祥希, 田中駿祐, 金谷浩太郎, 白石尚也, 築地伸和, 小堀康功, 小林春夫, 高井伸和, “ 高効率 ZVS-PWM 制御単インダクタ 2 出力昇圧形電源 , ” 第 5 回電気学会東京支部群馬・栃木支所合同研究発表会 , ETG-15-52 , ETT-15-52 , 宇都宮大学工学部 ( 2015 年 3 月 )
- [7] 高井伸和, 白石尚也, 小堀康功, 築地伸和, 金谷浩太郎, 田中駿祐, 小林春夫, “ 大きい負荷電流差に対応可能な単一インダクタ 2 出力

DC-DC converter の提案 , ” 電子情報通信学会論文誌 , J98-A , No.8 , pp.502-509 , Aug 2015.

- [8] Yoshiki Sunaga, Naoya Shiraishi, Koyo Asaishi, Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, and Haruo Kobayashi, “ High Efficiency Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter with ZVS-PWM Control,” IEEE 11th International Conference on ASIC, Chengdu, China (Nov. 3-6, 2015).
- [9] Yoshiki Sunaga, Naoya Shiraishi, Koyo Asaishi, Nobukazu Tsukiji, Yasunori Kobori, Nobukazu Takai, and Haruo Kobayashi, “ High Efficiency Single-Inductor Dual-Output DC-DC Converter with ZVS-PWM Control, The 11th International Workshop on Radiation Effects on Semiconductor Devices for Space Applications & the 7th International Conference on Advanced Micro-Device Engineering, Kiryu, Japan, ( Nov. 11-13, 2015 )
- [10] 白石尚也, 高井伸和, 小堀康功, 築地伸和, 須永祥希, 浅石恒洋, 小林春夫, “ 大きい負荷電流差にも対応可能な SIDO Coverter の安定性の解析 , ” 電離情報通信学会アナログ RF 研究会, 中央大学 後楽園キャンパス, Vol.RF2015-11 .
- [11] 白石尚也, 落合政司, 築地伸和, 轟俊一郎, 小堀康功, 小林春夫, 高井伸和, “ 電流共振形コンバータの効率におけるリーケージインダクタンスの最適値 , ” 電子通信エネルギー技術研究会, 機械振興会館 ( 2016 年 2 月 )
- [12] 須永祥希, 白石尚也, 浅石恒洋, 築地伸和, 小堀康功, 小林春夫, 高井伸和, “ ZVS-PWM 制御を用いた単一インダクタ 2 出力昇圧形コンバータの実装と評価結果 , ” 電子通信エネルギー技術研究会, 機械振興会館 ( 2016 年 2 月 )
- [13] 白石尚也, 築地伸和, 須永祥希, 浅石恒洋, 小堀康功, 高井伸和, 小林春夫, “ 制御時間比率が変化する SIDO 電源の検討 , ” 第 6 回電気学会栃木・群馬支所合同研究発表会, 前橋工科大学 ( 2016 年 3 月 )
- [14] 小堀康功, 深谷太志, 荒船拓也, 須永祥希, 白石尚也, 築地伸和, 高井伸和, 小林春夫, “ スイッチング電源におけるノッチ特性を有する

スペクトラム拡散技術，” 第 6 回電気学会栃木・群馬支所合同研究  
発表会，前橋工科大学 （2016 年 3 月）

[15] 須永祥希，白石尚也，浅石恒洋，築地伸和，小堀康功，小林春夫，高  
井伸和，“ ZVS-PWM 制御昇圧形電源のスペクトラム拡散による EMI  
低減化，” 第 6 回電気学会栃木・群馬支所合同研究発表会，前橋工  
科大学 （2016 年 3 月）

[16] 浅石恒洋，小堀康功，白石尚也，須永祥希，築地伸和，高井伸和，小  
林春夫，“ 擬似アナログ信号を用いたヒステリシス制御方式降圧形  
DC-DC コンバータの EMI 低減化の検討，” 第 6 回電気学会栃木・群  
馬支所合同研究発表会，前橋工科大学 （2016 年 3 月）